

électronique

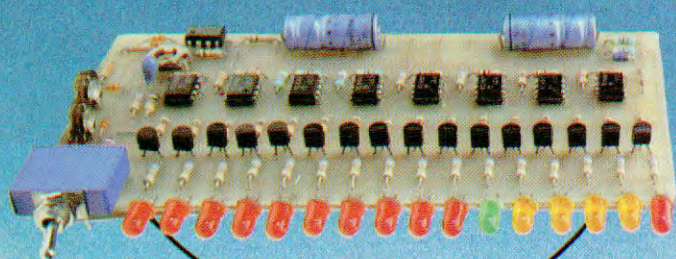
Laisirs

ISSN 0033 7668

N° 429
Août
1983

11 f

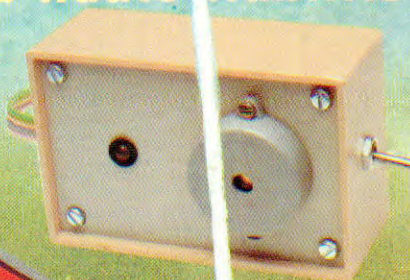
**Vu / crête-mètre
pour
console ▼**



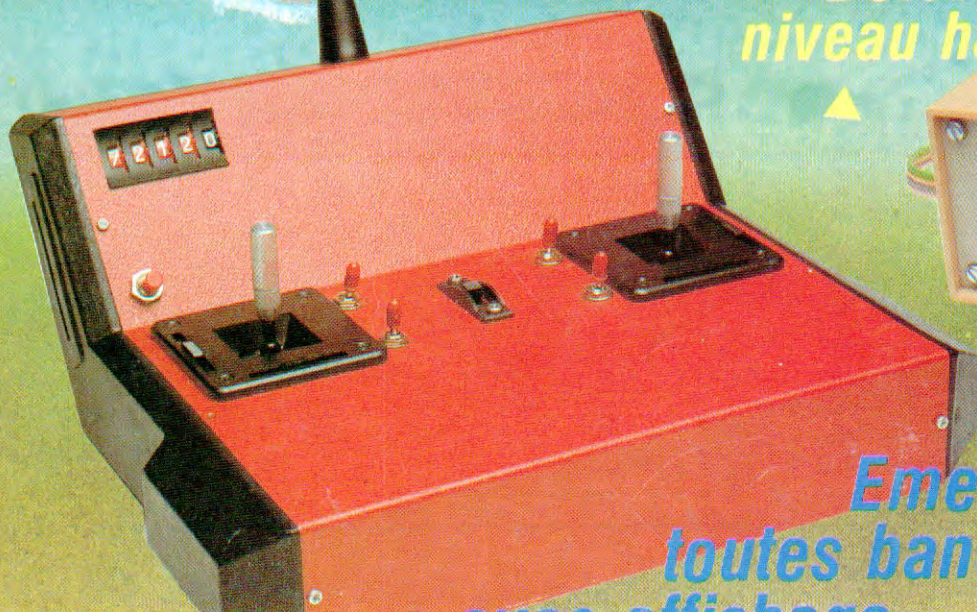
▲ **Mire de barres couleur
R, V, B, synchro**



**Détecteur de
niveau haute fiabilité**



**Emetteur R / C
toutes bandes**



Vers une standardisation des composants

C'est un vœu que vous avez été nombreux à formuler en réponse à notre enquête.

La liste qui suit est une sélection de produits que nous avons effectuée parmi le matériel proposé par divers constructeurs; ces composants seront utilisés en priorité par les collaborateurs de la revue pour la réalisation de leurs maquettes. Nous souhaitons que ces composants deviennent courants chez vos distributeurs habituels et qu'ainsi, vos problèmes d'approvisionnement soient en partie résolus.

Cette liste n'est pas limitative et se verra complétée ultérieurement.

TRANSISTORS

Petite puissance

	NPN	PNP
Boîtier plastique	BC 237 BC 414	BC 307 BC 416 (faible bruit)
Boîtier métal	2 N 2222 2 N 1711 2 N 2369	2 N2 907 2 N 2905 A

Moyenne puissance

	NPN	PNP
TO220	ED 241 B ou C	ED 242 B ou C
TO220 Darlington	BDX 53 C	BDX 54 C

Puissance

	NPN	PNP
Métal TO3	2 N 3C55	BDX 18
Plastique Darlington TOP3	BDV 65 B	BDV 64 B

FET usage général

Canal N	2 N 4416
---------	----------

PONTS REDRESSEURS

B 80 C 100C	Thomson	80 V 1 A
BD 37931	Thomson	400 V 25 A
BY 164	RTG	120 V 1,2 A
B 80 C 150C	ITT	80 V 1,5 A
B 250 C 150C	ITT	250 V 1,5 A
B 80 C 500C - 3000	ITT	80 V 3,3 A

pour ITT équivalent en Siemens.

DIODES DE REDRESSEMENT

N 4001 à 4007

DIODE SIGNAL

1 N 4148
1 N 914
Toutes marques

DIODE FORTE INTENSITE

BY 251 Thomson

CONDENSATEURS

Film plastique

1nF à 1µF série MKH Siemens

Chimiques

1 à 1000 µF 63 V ITT, Siemens

POTENTIOMETRES AJUSTABLES

Piher horizontal

BUZZER

Scinttron
Type SM2 A 1,5 à 28 V 2500 Hz. Fixation sur CI.

AFFICHEURS 7 SEGMENTS

Tous ces afficheurs sont comparables broche à broche. Cette liste a été établie d'après des documents Siemens.

	ANODES COMMUNES		CATHODES COMMUNES	
	Rouge	Vert	Rouge	Vert
Siemens	HD 1131 R	HD 1131 G	HD 1133 R	HD 1133 G
Texas	TIL 701	TIL 717	TIL 702	TIL 718
Litronix	DL 507	DLG 507	DL 500	DLG 500
Monsanto	MAN 6760		MAN 6780	
Fairchild	FND 507	FND 537	FND 500	FND 530
AEG	CQY 91 A	CQY 92 A	CQY 91 K	CQY 92 K
IEE	LRT 1826 R	LRT 1826 G	LRT 1827 R	LRT 1827 G
H Packard	HDSP 5301	HDSP 5801	HDSP 5303	HDSP 5803

REGULATEURS DE TENSION

Positifs

	+ 5 V	+ 6 V	+ 12 V	+ 15 V
500 mA	µA 78 M 05UC	µA 78 M06UC	µA 78 M12UC	µA 78 M15UC
Boîtier TO220				

Tous équivalent en NS Motorola Signetics Texas.

Négatif

	- 5 V	- 6 V	- 12 V	- 15 V
500 mA	µA 79 M05AUC	µA 79 M06AUC	µA 79 M12AUC	µA 79 M15AUC
Boîtier TO220				

RELAIS alimentation continue

Pouvoir de coupure 8 A en alternatif 250 V

1 RT

6 V

SIEMENS réf. V 23027 B0001 A 101.
OMRON réf. G2 L 113 PV 6 DC.
RAPA réf. 014 19 001.

12 V

SIEMENS réf. 23027 B0002 A 101.
OMRON réf. G2 L 113 PV12 DC.
RAPA réf. 014 12 001.

2 RT

6 V

SIEMENS réf. V 23037 A0001 A 101.
OMRON réf. G2 R 212 P 6 DC.
RAPA réf. 017 22.002.

12 V

SIEMENS réf. V 23037 A0002 A 101.
OMRON réf. G2R 212 P 12 DC.
RAPA réf. 017 15 002.

Relais encombrement DIL

OMRON

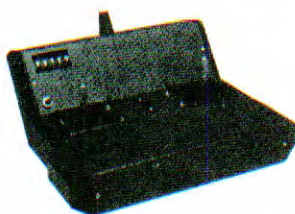
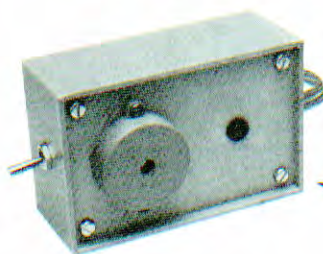
6 V réf. G2 E (rouge).

12 V réf. G2 E (bleu).
pourvoir de coupure 2A.

SOMMAIRE

N° 429
AOÛT 1983

RÉALISATIONS



13
21
35
39
47
59

Télé déclenchement d'un flash

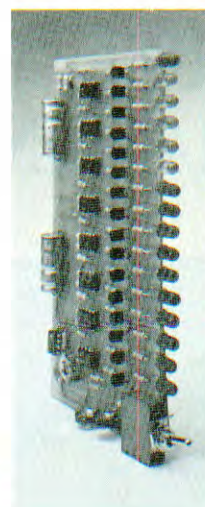
Mire TV couleur

Détecteur de niveau

Carte de dématricage R-Y,
B-Y → R, V, B

Emetteur R/C toutes
bandes à affichage

Indicateur audio 16 LED



TECHNIQUE

9
17
69

Précautions d'emploi des
MOS de puissance

La mise au point des
montages

Les multiplicateurs de
tension

Ce numéro comporte
un encart numéroté
«Fiches composants»
43, 44, 45, 46

μINFORMATIQUE

55
65

ORIC 1 : le générateur de
sons

Sachez utiliser le Fast
Load monitor ZX81



DIVERS

72
74
79

Page circuits imprimés

Infos

Bibliographie

Ont participé à ce numéro:
J. Alary, M. Barthou,
D. Bourgeron, J. Ceccaldi,
C. Couillec, Crescas,
F. de Dieuleveult,
P. Gueulle, P. Patenay,
R. Rateau,
J.-P. Signarbieux.



Précautions d'emploi des MOS de puissance



Les transistors MOS de puissance: HEXFET, DMOS, TMOS, SIPMOS... prennent une part de plus en plus importante du marché de l'électronique de puissance, part tout à fait justifiée si l'on considère les avantages décisifs qu'ils présentent sur leurs homologues bipolaires, notamment en ce qui concerne la vitesse de fonctionnement, la faible puissance de commande requise, et l'absence de second claquage qui facilite la résolution des problèmes thermiques. Même au niveau de l'amateur, ils deviennent intéressants grâce à une simplification de la circuiterie alors que leur coût tend à décroître rapidement.

Ces avantages ne doivent cependant pas occulter certains inconvénients inhérents à la technologie MOS. RPEL a déjà proposé dans ses colonnes des réalisations employant des MOS-FET tant en commutation qu'en linéaire. Cette tendance ne va que s'amplifier puisque nous pensons vous proposer bientôt des alimentations à découpage à MOS-FET ainsi qu'un amplificateur HIFI.

Aussi avons-nous pensé qu'il était nécessaire de faire une mise au point sur leur bonne utilisation qui commence déjà par une bonne manipulation hors-circuit.

Les MOS de puissance sont avant tout des MOS!

Comme tout dispositif à grille isolée, les VMOS sont particulièrement sensibles aux charges électriques qui peuvent s'accumuler sur l'électrode de commande.

De par leur structure, voir figure 1, l'ordre de grandeur des capacités grille-source et drain-grille n'est évidemment pas le même que dans le cas de dispositifs de faible puissance ou de circuits intégrés MOS ou

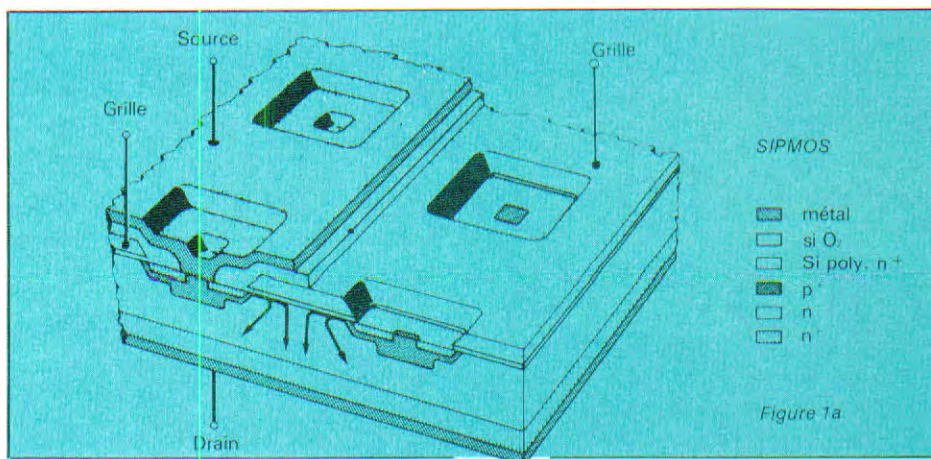


Figure 1a

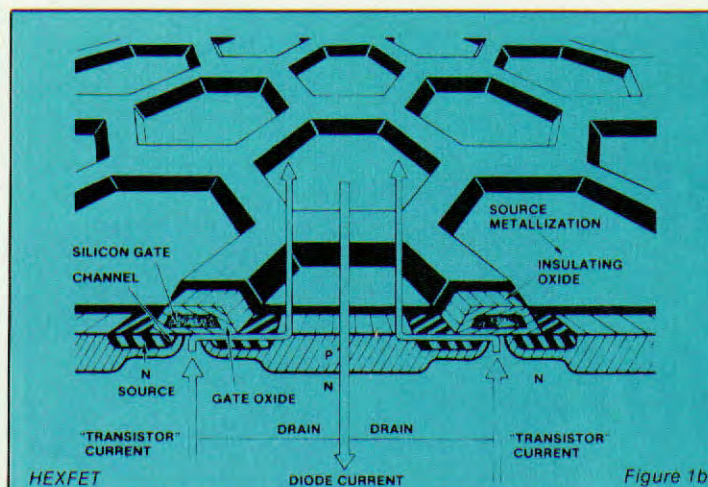


Figure 1b

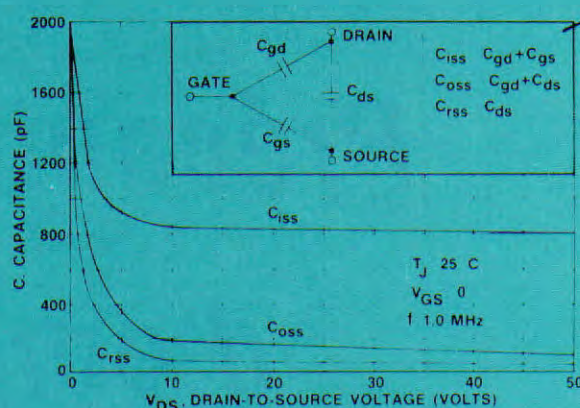


Figure 2

CMOS. Pour fixer les idées, rappelons que dans le cas des CMOS cette capacité est de l'ordre de 5 pF, alors que pour un IRF 120 ou un IRF 530 (International-Rectifier), elle vaut environ 600 pF.

Ceci étant, il n'est pas rare, et nous l'avons constaté à maintes reprises, de mesurer des potentiels alternatifs d'une centaine de volts (par rapport à la terre) sur le corps humain, et mieux de plusieurs milliers de volts en statique. Le générateur équivalent dispose, il est vrai, d'une résistance interne très élevée, mais suffisante malgré tout pour que la capacité grille-source se charge à un potentiel supérieur à celui admissible, ce qui bien entendu entraîne un claquage irréversible du diélectrique, ici la couche d'oxyde de silicium dont l'épaisseur est faible.

Certains VMOS possèdent une Zener incorporée entre grille et source qui limite la tension grille-source à sa tension d'avalanche, et par ailleurs limite la tension inverse à celle de sa tension directe. Cette disposition n'est pas courante, et sur la majorité des dispositifs, cette

diode n'est pas incorporée, par contre la diode drain-source l'est toujours, elle, à cause de la structure.

Il est donc fortement conseillé de suivre les règles suivantes lors de la manipulation des VMOS :

- Utiliser pour le conditionnement des emballages conducteurs ou des containers métalliques.

La personne qui manipule les VMOS sera avantageusement reliée à la terre par l'intermédiaire d'un bracelet métallique (ce n'est tout de même pas le bain !).

- Les plans de travail seront de préférence métalliques et reliés à la terre. Un feuillard de cuivre fait très bien l'affaire par exemple. De même les opérations de soudure se feront avec un fer dont la panne est reliée à la terre.

- Évitez de manipuler les VMOS par leurs broches. On les tiendra par le tablier métallique quand il s'agit de TO 220 ou par le boîtier dans le cas de TO 3.

- Lors d'essais, évitez d'insérer le dispositif lorsque le circuit est sous

tension. On établira l'alimentation après enfichage ou connexions.

- Évitez les commutations de plusieurs sources de tension sur le circuit, qui peuvent induire des transitoires importants sur la ligne d'alimentation.

Nous venons de voir les précautions à prendre lorsque le transistor n'est pas en circuit. De la même façon le circuit devra être étudié pour que la tension grille-source ne dépasse pas sa valeur maximale admissible lorsqu'il est en place.

La figure 2 nous montre comment sont disposées les capacités interélectrodes. Si l'impédance du générateur qui attaque la grille est élevée, comme cela peut être fréquemment le cas puisque les VMOS ne réclament qu'un faible courant de commande, lors de la commutation de l'état passant à l'état bloqué, la variation de tension provoquée se réfléchit sur la grille avec un rapport :

$$\frac{1}{1 + C_{gs}/C_{gd}}$$



Nous avons vu qu'en général $C_{gs} \approx 500$ pF et $C_{dg} \approx 100$ pF dans le cas des VMOS de 6 à 10 A et respectivement 60 pF et 10 pF pour des VMOS de 1 A. Dans tous les cas le rapport mentionné plus haut vaut donc environ 1/6. Imaginons un VMOS qui supporte une tension drain-source de 200 V mais une tension grille-source de 20 V (cas du IRF250 par exemple); lors d'une variation de 150 V en drain-source, il sera endommagé puisque si l'impédance du circuit de commande est grande:

$$\Delta V_{GS} \approx \Delta V_{DS} \times \frac{1}{6}$$

avec $\Delta V_{DS} = 150$ V: $\Delta V_{GS} = 25$ V, voir figure 3.

De plus le dispositif risque de rebasculer à l'état passant alors qu'on ne lui demande pas, ce qui au minimum entraîne un fonctionnement erratique du circuit.

Les solutions à ce problème sont les suivantes:

- Commander, autant que faire se peut, les VMOS avec des circuits dont l'impédance de sortie est relativement faible. Nous verrons plus loin que cela améliore en plus la réponse en commutation.

- Disposer une Zener entre grille et source dont la tension d'avalanche est supérieure à $V_{GS(ON)}$ mais inférieure à $V_{GS(max)}$ (± 20 V en général).

Ceci conduit à l'emploi d'une Zener 15 V en général. D'un autre côté cette Zener ne peut que diminuer les performances en commutation du VMOS, et la partie réelle de l'impédance d'entrée.

- Dans certains cas où la vitesse de commutation n'a que peu d'intérêt, augmenter C_{GS} à l'aide d'un condensateur placé en parallèle sur l'espace grille-source.

- En dernier lieu limiter le ΔV_{DS} par une Zener, un Trans zorb, ou un Transil côté drain-source. On protège ainsi le transistor en sortie et en entrée.

- Minimiser les effets selfiques des longues liaisons sur la grille par l'adjonction d'une résistance série de faible valeur (≤ 1 k Ω).

Les contraintes en tension drain-source

Même lorsque l'alimentation continue du circuit dans lequel est inséré un VMOS est bien inférieure à la tension $B V_{DSS}$ spécifiée dans la fiche de caractéristiques, le

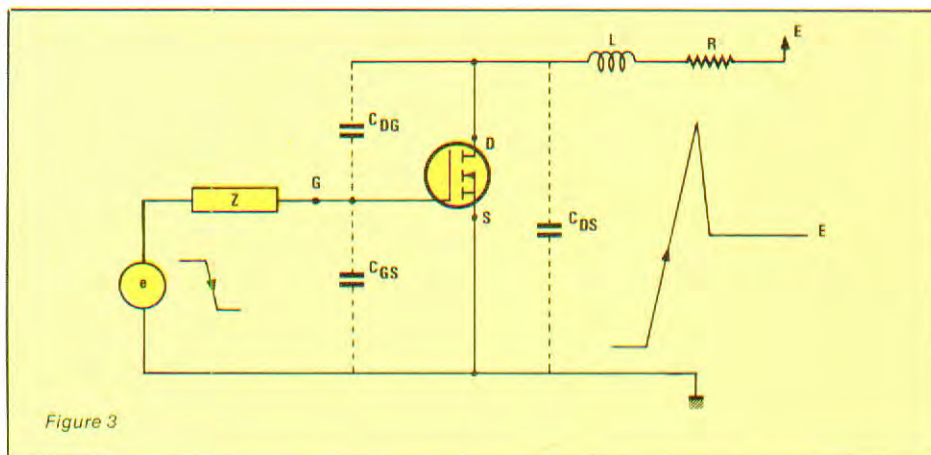


Figure 3

concepteur devra prendre des précautions.

En effet, le passage de l'état passant à l'état bloqué peut déjà provoquer un transitoire dont l'amplitude est supérieure à $B V_{DSS}$ pendant une durée faible, certes, mais suffisante pour détruire le dispositif.

En général, les pointes de tension de forte amplitude sont malgré tout plus souvent le fait d'un fonctionnement en commutation sur charge inductive.

Dans un cas comme dans l'autre plus la commutation est rapide et plus grande est la surtension, toutes choses restant égales par ailleurs.

Et plus le courant commuté est important, plus la surtension est grande aussi.

Il faudra donc toujours limiter au maximum les inductances parasites dues à la longueur des liaisons dans le circuit drain-source, lorsque le transistor travaille en commutation de forts courants.

L'effet de back-swing, surtension inverse, dans le cas de charges presque purement inductives est inhibé par la diode inverse D-S présente par construction et qui supporte la même intensité nominale que le canal.

La meilleure protection envers les surtensions transitoires consiste en

l'emploi d'écrêteurs rapides du genre transil ou transzorb, ou encore d'une Zener, placés entre drain et source. On choisira ce composant suivant l'énergie transitoire à absorber et de façon à ce que sa tension d'avalanche soit 10 % inférieure au $B V_{DSS}$ du VMOS.

Les circuits d'amortissement R-C limitent la surtension mais aussi la vitesse de commutation et engendrent un train d'oscillations amorties. On peut aussi ralentir le dv/dt à la coupure par commande.

Contraintes en courant et en température

Nous traiterons simultanément de ces deux limitations: l'intensité maximale que peut supporter un MOS de puissance dépend, en effet, de sa température. Deux cas devront être considérés: celui du régime permanent (courant continu ou courant alternatif sinusoïdal), et celui du régime impulsionnel.

En régime permanent, le principal responsable de la limitation d'intensité est la capacité d'évacuation de la chaleur par le dispositif (transistor et son dissipateur). Le transistor ne peut supporter une intensité supérieure à celle qui porterait sa jonction à une température excédant le seuil autorisé, c'est-à-dire 150 °C environ. A titre d'exemple, la figure 4 établit, pour un HEXFET de type IRF330, la correspondance entre le courant de drain I_D maximal, et la température du boîtier.

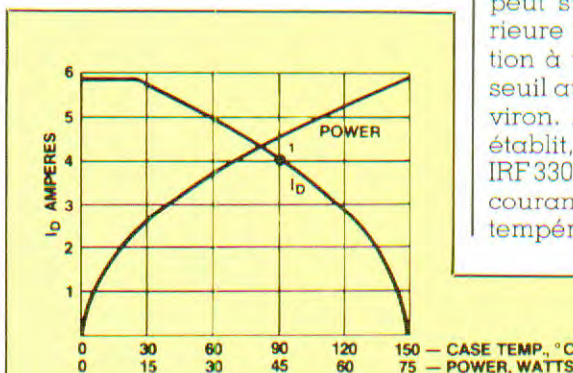
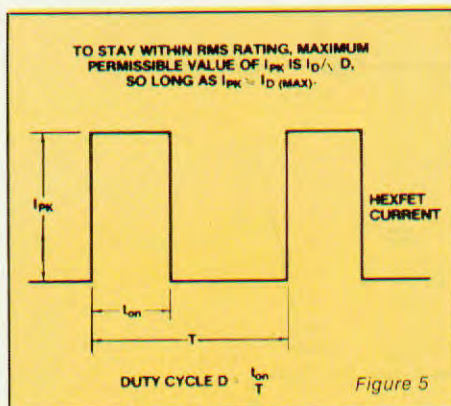


Figure 4



On constatera, à l'examen de cette figure, que, pour une température de boîtier égale ou inférieure à 25 °C, I_D n'augmente plus. Dans ces conditions en effet, la limitation n'est plus imposée par le semiconducteur, mais par les fils assurant la liaison entre la « puce » et les connexions de drain et de source.

On notera que, dans les feuilles de caractéristiques des constructeurs, les intensités maximales I_D , fonctions des différences de potentiel V_{DS} entre drain et source, sont généralement indiquées pour une température de boîtier de 25 °C: elles sont donc sensiblement supérieures à celles qu'on atteindra dans les conditions réelles d'utilisation.

Les propriétés des MOS de puissance les conduisent à prendre le pas sur les transistors à jonctions dans tous les montages travaillant en régime de commutation. Soient alors (figure 5) T la période, et t_{on} le temps de conduction, pendant lequel l'intensité atteint la valeur I_{pk} . On baptisera D le rapport cyclique:

$$D = \frac{t_{on}}{T}$$

Si I_D est l'intensité permanente tolérable, on pourra accepter une intensité de crête:

$$I_{pk} = \frac{I_D}{\sqrt{D}}$$

Examinons maintenant, comme annoncé plus haut, le cas des régimes impulsions. On désigne ainsi les régimes dans lesquels le transistor est soumis soit à une impulsion unique de courant, soit à des impulsions répétitives, mais dont la durée reste extrêmement courte vis-à-vis de la période de récurrence. Dans ces conditions, la température de la jonction ne se stabilise plus à une valeur quasi-constante: elle croît pendant la durée de passage du

courant, puis décroît en période de blocage. Il est donc possible d'atteindre des intensités de crête $I_{D \max}$ très supérieures à l'intensité I_D tolérable en régime permanent: environ 4 fois I_D , pour une impulsion unique suffisamment courte.

A titre d'exemple, le diagramme de la figure 6, relatif à la famille IRF330 à IRF333, donne les intensités de drain maximales, en fonction de la tension drain-source V_{DS} , dans le cas d'une impulsion unique. Elles sont établies pour une température de jonction de 150 °C, et dans l'hypothèse d'une température de boîtier de 25 °C. Les différentes courbes du graphique correspondent à différentes durées d'impulsion. En trait plein, on trouve la courbe relative à un fonctionnement en courant continu (DC = Direct Current).

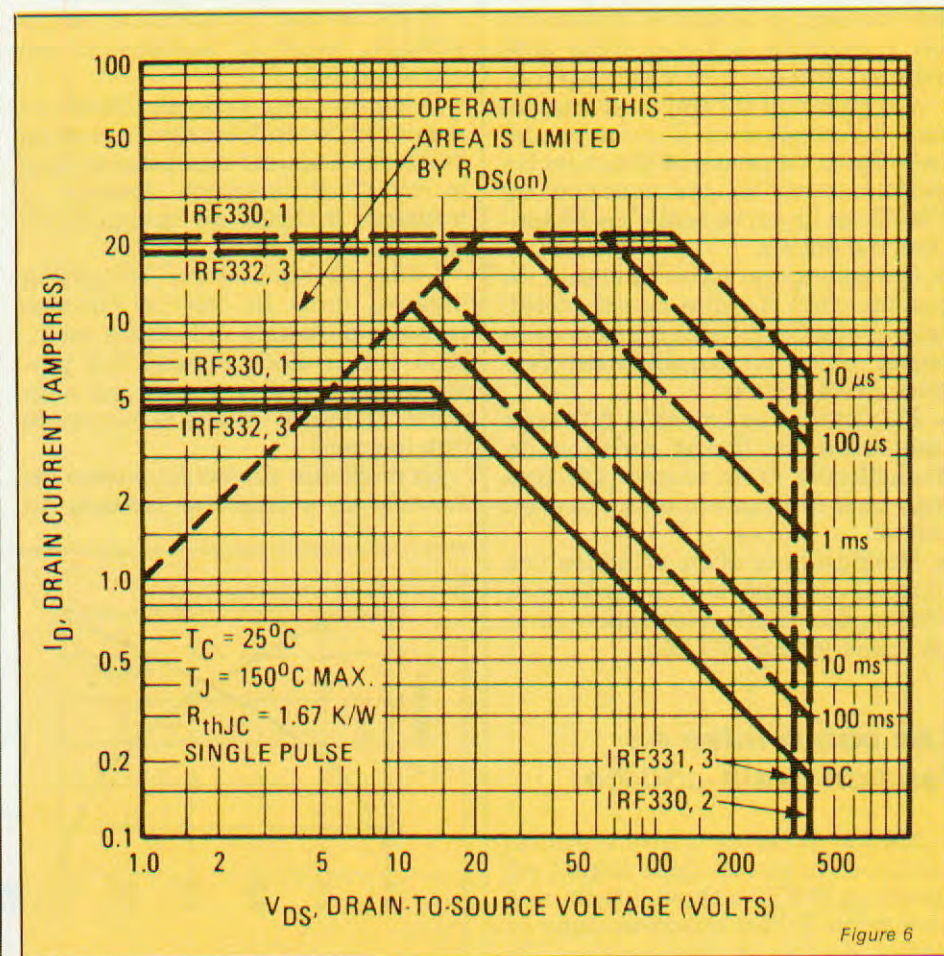
De tout ce que nous venons d'exposer dans cette dernière partie, il résulte que l'utilisateur devra veiller à maintenir une température de boîtier inférieure à une centaine de °C (voir la figure 4). Ceci nous conduit au calcul des dissipateurs thermiques: nous invitons nos lecteurs à se reporter, pour cela, à l'article que notre revue a consacré à ce sujet (RP-EL n° 417 d'août 1982).

Conclusion

Par nombre de leurs caractéristiques, les transistors MOS de puissance s'imposent de plus en plus, et supplanteront de plus en plus leurs concurrents bipolaires. Certains utilisateurs insuffisamment avertis, ont pu reprocher à ces composants une excessive fragilité. Il n'en est rien, dans la mesure où les limitations physiques des dispositifs sont bien comprises, et où leur emploi, tant lors des manipulations accompagnant le montage que dans le fonctionnement des appareils terminés, respecte les précautions indispensables. Il faut remarquer que les principales contraintes portent sur les tensions (V_{GS} , V_{DS}), et que les MOS de puissance résistent bien aux agressions en courant: il y a, là, une dualité avec les bipolaires, qu'on gardera utilement en mémoire.

Bibliographie

- International-Rectifier: Hexfet databook 82-83.
- Plaquettes Motorola et Siemens.



Télédéclenchement d'un flash électronique auxiliaire



La photographie au flash électronique, qui s'est largement développée grâce aux progrès de ces appareils (automatisation de la durée de l'éclair, miniaturisation, et baisse relative du prix) souffre souvent de médiocrité dans la qualité des éclairages.

Cette médiocrité ne tient nullement aux caractéristiques de la source de lumière, mais à son mode d'emploi. Sacrifiant à la facilité, trop de photographes se contentent d'une torche unique, fixée sur le boîtier de prise de vues. Dans ces conditions, l'éclairage frontal, et quasi-ponctuel, écrase tous les reliefs, et conduit à des contrastes excessifs: les visages blancs, se détachent sur des fonds obscurs et dépourvus de détails.

L'adjonction d'un — et mieux encore de deux — petits flashes annexes (on trouve de tels appareils à moins de 100 F), permet d'accéder aux qualités d'un éclairage de studio.

Le seul problème que pose cette technique, réside dans la synchronisation des flashes auxiliaires. Une liaison par câble rassemble toutes les inconvénients. Elle présente aussi l'inconvénient de fatiguer les contacts de synchronisation de l'appareil photographique, où circule la somme des courants de déclenchement.

Une télécommande — et par la lumière bien sûr, puisqu'on dispose de l'éclair de la torche principale — constitue la solution idéale: le petit montage que nous proposons ci-dessous fonctionne jusqu'à des distances supérieures à 10 mètres. L'une de ses originalités réside dans le fait qu'il n'exige aucune alimentation: l'énergie nécessaire à son fonctionnement provient directement du flash asservi, par la prise de synchronisation.

La description du circuit implique quelques rappels sur la structure d'un flash: c'est à quoi nous consacrerons nos premières lignes.

Structure et fonctionnement d'un flash électronique

Nous n'envisagerons pas, ici, les nombreux circuits employés dans les appareils de haut de gamme, pour automatiser la durée de l'éclair, réguler la tension de charge du condensateur réservoir, etc. Réduit à sa plus simple expression, tout flash électronique répond à la configuration qu'illustre la **figure 1**.

La source de tension continue E, généralement obtenue à partir de piles à basse tension, par l'intermédiaire d'un convertisseur électronique, délivre une différence de potentiel comprise entre 250 volts et 500 volts environ, selon les appareils. Elle charge le condensateur C₁, où s'emmagasine l'énergie:

$$W = \frac{1}{2} C_1 E^2$$

Cette énergie, proportionnelle à C₁ et au carré de la tension, varie d'une dizaine de joules pour les petits flashes, jusqu'à une centaine de joules pour les gros appareils d'amateurs (certaines torches professionnelles atteignent plusieurs kilojoules).

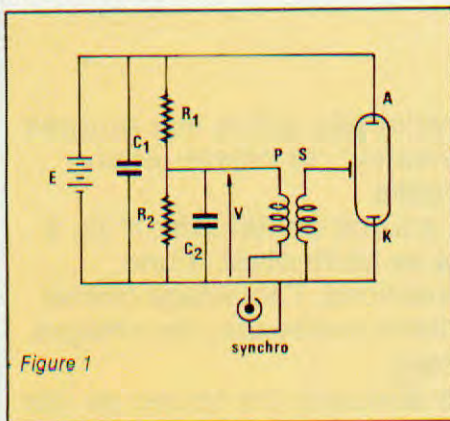


Figure 1

On applique la différence de potentiel E entre l'anode et la cathode d'un tube à décharge (remplissage au xénon, sous faible pression). Le champ électrique résultant, dans l'intervalle anode-cathode, reste trop faible pour entraîner l'ionisation des atomes gazeux, et l'espace correspondant se comporte comme un isolant quasi-parfait.

Simultanément à la charge de C₁, on procède à celle du petit condensateur C₂, par l'intermédiaire du di-

viser résistif R₁ R₂. La tension V, asymptotiquement atteinte en fin de charge, avoisine sensiblement la moitié de E.

Lorsqu'on ferme les contacts de la prise de synchronisation (l'interrupteur est lié au mécanisme de l'obturateur de l'appareil photographique), C₂ se décharge brutalement à travers le primaire P de la bobine d'induction B, comportant un faible nombre de tours de fil: l'intensité peut, pendant une fraction de millisecondes, atteindre une valeur de crête supérieure à 1 ampère.

À cette impulsion primaire de courant correspond, aux bornes du secondaire S, une impulsion de tension de très forte amplitude (un ou quelques kilovolts). Le champ électrique atteint brutalement dans le tube, entre l'électrode annexe et la cathode, une valeur suffisante pour amorcer l'ionisation. Par avalanche, celle-ci se propage à toute la masse gazeuse, qui devient conductrice entre anode et cathode. Le condensateur C₁ se décharge brutalement dans cet espace, et l'échauffement qui en résulte porte le gaz à très haute température: c'est l'éclair!

Principe de la télécommande par l'éclair

Le déclenchement du flash coïncide avec la fermeture des contacts de synchronisation. Télécommander le flash auxiliaire par le flash maître, consiste donc à utiliser l'éclair du second, pour fermer les contacts du premier. L'interrupteur chargé de cette opération sera, bien sûr, de nature électronique.

L'exploitation de l'éclair du flash maître, implique l'emploi d'un capteur photoélectrique. On ne peut songer à une photorésistance, dont la faible vitesse de réponse ne s'adapte pas aux courtes durées des éclairs: 1 à 2 millisecondes au maximum, et beaucoup moins avec les flashes automatiques, lorsque le sujet photographié se trouve à petite distance, et qu'on ouvre assez largement le diaphragme.

Les photodiodes, par contre, ou leurs dérivés: les phototransistors, se caractérisent par leurs courts temps de réponse. Les **figures 2 et 3** illustrent cette affirmation dans le cas du

phototransistor TIL78, de Texas Instruments, que nous avons sélectionné pour notre montage.

Dans le circuit de la **figure 2**, le phototransistor, chargé dans son émetteur par la résistance R₁ de 1 kΩ, et alimenté sous la tension E de 30 volts, est soumis à des impulsions lumineuses en forme de crêteaux, à très faibles temps d'établissement et de suppression. On relève alors, à l'oscilloscope, les variations de tension aux bornes de R₂. Elles affectent l'allure illustrée par la **figure 3**, où t_r et t_f désignent, avec les conventions habituelles (de 10 % à 90 % du palier supérieur), les temps de montée et de descente. Les mesures, faites avec un courant de conduction ajusté à 800 μA, donnent alors:

$$t_r = 1,5 \mu s \quad t_f = 15 \mu s$$

Ces valeurs (typiques), on le voit, s'adaptent parfaitement aux exigences de notre montage.

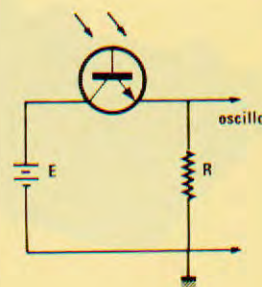


Figure 2

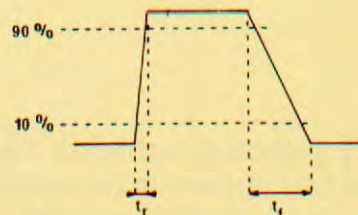


Figure 3

Schéma complet du télédéclencheur

On le trouvera à la **figure 4**. Supposons résolu, d'abord, le problème de l'alimentation, qui s'effectue sous 12 volts.

Le courant collecteur-émetteur du phototransistor Ph.T, croît (non proportionnellement) avec la puissance lumineuse reçue par la base. Pour

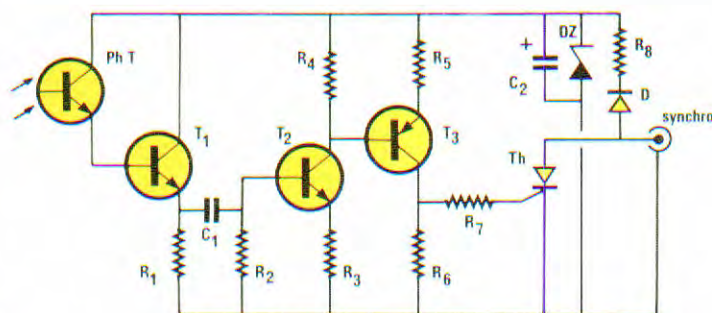


Figure 4

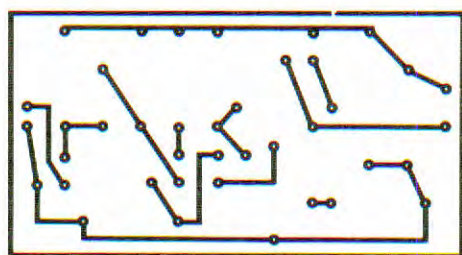


Figure 5

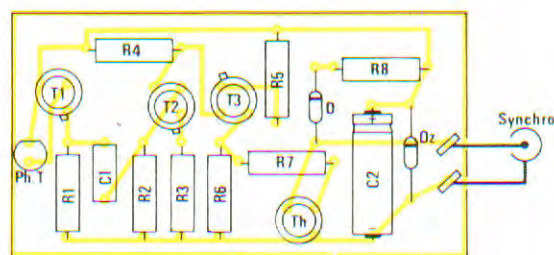


Figure 6

les éclaircissements qui nous concernent (flash d'amateur situé de un à quelques mètres), l'intensité de ce courant, en crête, ne dépasse guère quelques centaines de nanoampères. Aussi bien l'utiliserons-nous à commander la base d'un NPN T₁, l'ensemble des deux transistors constituant un Darlington.

En utilisation normale, on trouve, aux bornes de la charge R₁, la somme de deux composantes de tension :

- l'une, quasi-constante, résulte de l'éclairage ambiant. Nous la négligerons, pour autant qu'elle ne dépasse pas une dizaine de volts,
- l'autre, essentiellement variable puisque éphémère, découle du bref éclaircissement qu'engendre l'éclair.

Presque fixe, la première tension ne franchit pas le condensateur C₁, de faible capacité, donc de forte impédance. L'autre, de forme impulsionnelle, ne voit dans C₁ qu'une impédance faible.

Dans ces conditions, le transistor T₂, normalement bloqué par la résistance R₂ qui maintient sa base au potentiel de la masse, devient conducteur à chaque éclair du flash-maître. On recueillera alors, aux bornes de R₄, une impulsion négative, généralement suffisante pour porter le transistor PNP T₃ à la saturation.

Ainsi saturé, T₃ induit, sur R₈, un créneau positif voisin de 12 volts, et débloquent le thyristor Th, dont l'espace anode-cathode supporte la tension V (voir la figure 4). Th, initialement assimilable à un interrupteur ouvert, devient l'équivalent d'un interrupteur fermé : la bobine d'induction délivre, à son secondaire, la haute tension nécessaire à l'amorçage du tube éclair.

A la fin de l'éclair, la tension résiduelle du flash devenant très faible, le thyristor se bloque à nouveau.

Le problème de l'alimentation

Nous tenions, en concevant ce télé-déclencheur, à respecter deux impératifs : la miniaturisation, et la simplicité de branchement. Ceci excluait à la fois une alimentation autonome, et une alimentation basse tension à partir des piles du flash associé.

Comme on peut le voir sur la figure 4, le seul raccordement est celui de la prise de synchronisation, sur laquelle on dispose (figure 1) de la tension V, généralement voisine de 150 à 200 volts. À travers la diode D, et la très forte résistance R₈, V charge exponentiellement le condensateur C₂, jusqu'à la limite imposée par la Zener DZ, soit 12 volts. À partir de cet instant, le courant prélevé sur le flash se réduit à la somme des deux termes suivants :

- le courant consommé par le phototransistor et par T₁. Dans les conditions d'éclairement ambiant nécessitant l'usage du flash, ce courant ne dépasse guère 2 ou 3 microampères,
- le courant de polarisation de la Zener : il est limité par R₈, et ne dépasse pas une quarantaine de microampères.

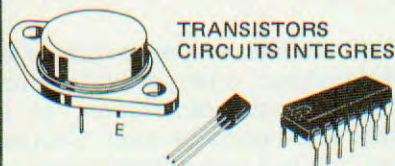
Il est fort important de limiter sévèrement cette consommation. En effet, la prise de synchronisation du flash se comporte comme une source de très forte impédance interne, à cause des valeurs élevées des résistances R₁ et R₂ de la figure 1 (de quelques centaines de kilo-ohms à un mégohm, selon les modèles de flashes). La résistance équivalente au télé-déclencheur, placée en parallèle sur R₂, diminue la tension V. On ne peut tolérer cette diminution que si elle n'excède pas quelques dizaines de volts. Dans le cas contraire, l'énergie libérée par C₂ ne suffirait plus à amorcer le tube éclair.

La réalisation pratique

La figure 5 donne le dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé. On

SONEREL

33, rue de la Colonie
75013 PARIS
580.10.21

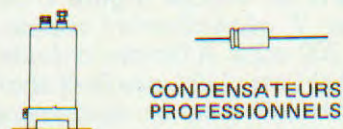


TRANSISTORS
CIRCUITS INTEGRÉS

RESISTANCES METAL

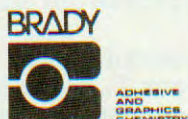


POTENTIOMETRES
PISTE CERMET



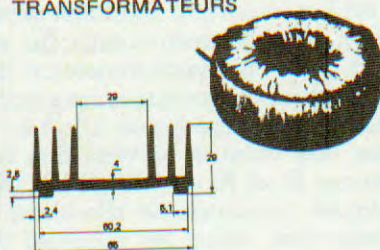
CONDENSATEURS
PROFESSIONNELS

RELAIS
NATIONAL



MATERIEL DE DESSIN
POUR CIRCUITS IMPRIMES

TRANSFORMATEURS



POTENTIOMETRES RECTILIGNES
ACCESSOIRES DE CABLAGE
INTERRUPTEURS
REFROIDISSEURS

DEMANDE DE
CATALOGUE GRATUIT
ET TARIF

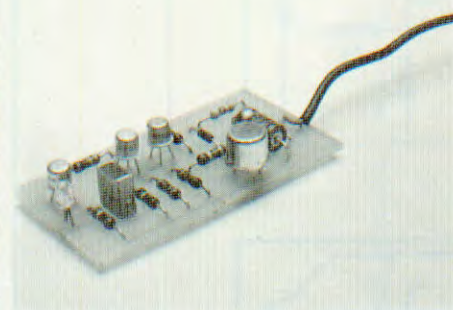
Nom :

Adresse :

Code postal :

Réalisation

trouvera, en figure 6, et sur nos photographies, toutes les indications nécessaires à la mise en place des composants.



Le phototransistor se présente dans une encapsulation en résine époxy transparente, avec deux broches de sortie: le collecteur, et l'émetteur. On identifie le collecteur grâce au méplat du boîtier.

La mise en « coffret » relèvera des chances de chacun, ou de ses dons pour le bricolage. Nous avons, pour le prototype, utilisé une petite boîte de plastique à couvercle transparent, ce qui évite de prévoir un perçage pour le phototransistor.

Le cordon de liaison, avec sa prise, est disponible chez tous les revendeurs de matériel photographique.

Quelques conseils d'utilisation

Nous n'aborderons pas les problèmes d'ordre purement artistique ou de technique photographique: répartition des éclairages, choix de l'ouverture du diaphragme, etc.

Il convient par contre de noter que, si on désire la portée maximale (il est possible de dépasser 10 mètres entre le flash-maître et le flash-esclave), il convient d'orienter le sommet du phototransistor vers la source de commande. Le TIL78 est en effet assez directif, comme le montre la courbe de la figure 7.

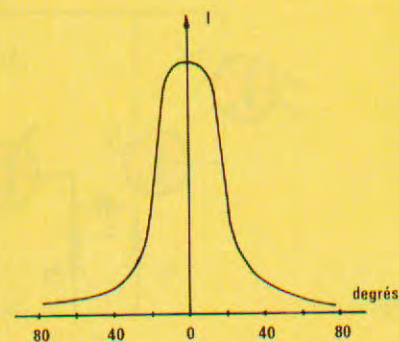


Figure 7

Nomenclature des composants

Résistances 1/4 watt à ± 5 %

R₁ : 100 kΩ
R₂ : 560 kΩ
R₃ : 330 Ω
R₄ : 10 kΩ
R₅ : 100 Ω
R₆ : 2,7 kΩ
R₇ : 390 Ω
R₈ : 4,7 MΩ

Condensateurs

C₁ : 100 nF
C₂ : 22 μF (électrochimique 25 volts)

Diodes

D : 1 N 4148
DZ : Zener 12 volts (400 mW)

Transistors

Ph.T : TIL78
T₁ : 2 N 2222
T₂ : 2 N 2222
T₃ : 2 N 2907

Thyristor

17 T 4 ou équivalent (400 volts 1,5 A
I_{GT} ≤ 10 mA), exemple: 2 N 2329

Quelques conseils pour une mise au point rationnelle de vos montages

Nos lecteurs ont pu observer — et apprécier nous l'espérons — la tâche double, et souvent difficile, que s'efforce de remplir Radio-Plans. Nous voulons, d'une part, proposer régulièrement un éventail de réalisations touchant à des domaines variés de l'électronique (mesure, sonorisation, télévision, électronique domestique, etc.), sans jamais sombrer dans l'écueil du gadget antédiluvien. D'autre part, nous croyons fermement à la nécessité d'un minimum de théorie, sans laquelle nos techniques ne deviendraient plus que de stériles recettes.

De nombreux contacts avec certains lecteurs désarmés, nous prouvent que beaucoup d'entre eux, en présence d'un montage terminé et... ne fonctionnant pas, ignorent la démarche logique qui les conduirait à un dépannage rapide. Avec quelques exemples à l'appui, nous tenterons, dans cet article et dans de futurs, de montrer que des mesures simples, mais rationnellement conduites, permettent de déceler facilement le composant défectueux, ou l'erreur de câblage.

De l'électricité pour l'électronique

Transistors, circuits intégrés, et tous autres assemblages semi-conducteurs, traitent ou élaborent des signaux en consommant de l'énergie. Chaque montage comporte donc une alimentation, et la tension que délivre celle-ci doit parvenir sur chacun des étages ou des sous-ensembles du circuit.

En cas de non fonctionnement, une vérification première consiste à vérifier que les tensions requises parviennent bien à leurs utilisateurs.

A l'aide d'un contrôleur connecté en voltmètre, on mesurera donc :

- la tension sur la sortie de l'alimentation : si elle est nulle, ou très différente de la valeur attendue, cette section est défectueuse. Nous en reparlerons plus loin ;
- la tension sur les bornes d'alimentation de chaque étage, ou de chaque circuit imprimé. Si on ne trouve rien, deux hypothèses apparaissent hautement probables : une piste de circuit imprimé coupée, une soudure oubliée ou mal faite. En remontant progressivement du point terminal vers la

source, le contrôleur permettra de localiser la défection de continuité.

Les alimentations

Excluons le cas d'une alimentation par pile ou batterie, pour ne retenir que l'emploi du secteur. En règle générale, se succèdent alors : un transformateur, un ensemble de redressement par diodes, un filtre, et un régulateur.

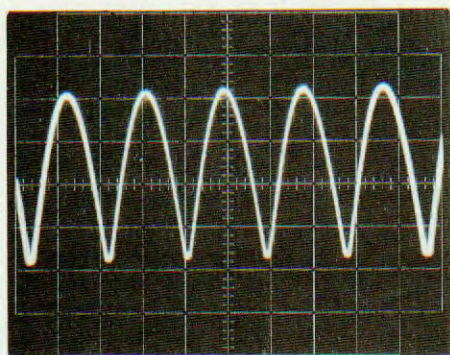
Le transformateur

Il délivre, sur sa ou sur ses sorties, une tension sinusoïdale à la fréquence du secteur. Utilisé en voltmètre alternatif, le contrôleur permet de vérifier sa présence. On tolérera des écarts de $\pm 10\%$, mais on n'oubliera pas qu'il existe parfois un fusible...

Les diodes de redressement

Les pannes affectant le plus couramment le fonctionnement d'une diode, peuvent se classer en deux catégories : ou bien la jonction est coupée, ou bien elle est en court-circuit. Appliquons ce constat au cas, le plus fréquent, d'un redressement à double alternance par un pont de quatre diodes. Nous nous appuyons sur l'exemple de l'interphone décrit dans le numéro 427 de RP-EL, et dont nous reproduisons un schéma partiel en figure 1.

Débranchons l'ensemble des condensateurs de filtrage C_1 et C_2 , et remplaçons-le, provisoirement, par une résistance de charge ($1\text{ k}\Omega$, $1/2\text{ watt}$, par exemple). Aux bornes de celle-ci, en fonctionnement normal, le signal est celui de l'oscillogramme A, constitué d'une succession ininterrompue d'arches de sinusoïdes.



Oscillogramme A

Supposons l'un des composants en court-circuit, D_3 par exemple. Le courant, pendant une alternance sur deux, empruntera directement le trajet $D_2 D_3$, au lieu de passer par la résistance. Le signal aux bornes de celle-ci devient celui de l'oscillogramme B. Le transformateur se trouvant pratiquement en court-circuit pendant la moitié de la période, chauffe certainement.

Avec une diode coupée, on se re-

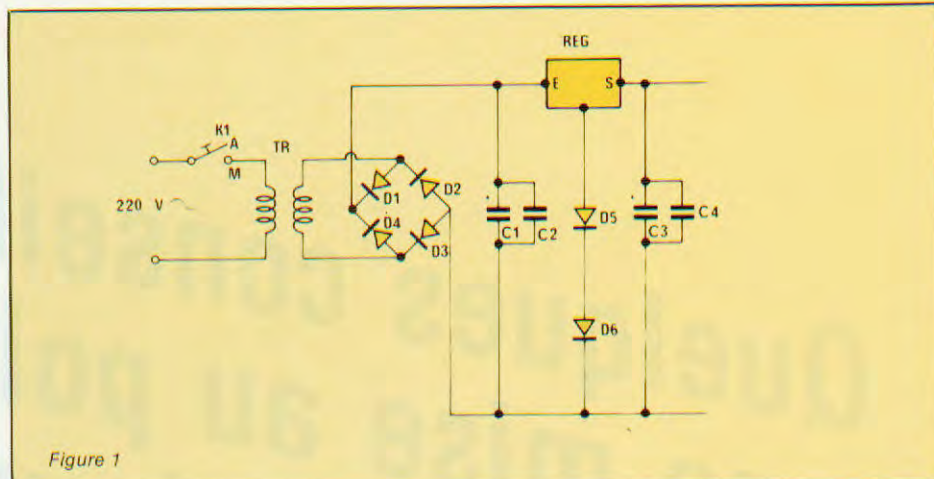
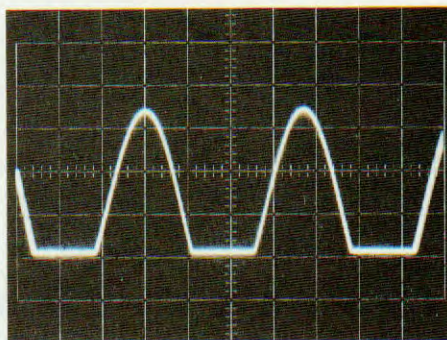


Figure 1

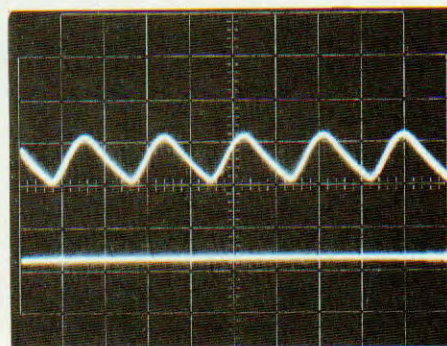
trouve encore dans la situation d'un redressement monoalternance, avec l'oscillogramme B, mais sans échauffement du transformateur.



Oscillogramme B

Le condensateur de filtrage

S'il est coupé, ou dessoudé, le filtrage disparaît. Au voltmètre continu, on trouve, aux bornes de C_1 (figure 1), une tension à composante continue nettement trop faible. L'oscilloscope, lui, laisse apparaître une forte ondulation résiduelle (oscillogramme C).



Oscillogramme C

Si ce même condensateur se trouvait en court-circuit, on observerait : soit (s'il existe) la fusion du fusible d'entrée ; soit, dans le cas contraire,

un fort échauffement du transformateur. A l'ohmmètre, la résistance mesurée aux bornes de C_1 est alors très faible, quelle que soit la polarité de branchement.

Le circuit régulateur

L'époque est maintenant révolue des régulateurs à composants discrets. L'exemple déjà cité (figure 1), est une parfaite illustration des solutions modernes, avec emploi d'un régulateur monolithique à trois pattes. Quelle que soit alors la nature d'une éventuelle panne interne, deux cas deviennent possibles :

- aucune tension de sortie : le régulateur se comporte comme un circuit ouvert,
- une tension de sortie reproduisant celle de l'entrée : même valeur, et même composante alternative résiduelle.

Le remède réside dans l'échange du composant. Toutefois, on vérifiera d'abord :

- que le régulateur n'a pas été implanté à l'envers ; avec les boîtiers TO220, il s'agit d'une erreur courante,
- que le reste du montage ne se trouve pas en court-circuit.

Les amplificateurs

La fonction « amplification » est une des plus utilisée dans l'électronique linéaire. Elle peut faire intervenir des composants discrets (un ou plusieurs transistors), ou des amplificateurs opérationnels en circuits intégrés. Nous examinerons successivement ces deux cas.

l'emploi de transistors conduit,

même pour les montages les plus complexes, à la mise en cascade de cellules élémentaires, qu'on peut donc étudier une à une. Examinons donc, à titre d'exemple, le très classique amplificateur en émetteur commun de la figure 2.

Avant d'envisager les diverses pannes possibles, il convient d'analyser le fonctionnement de ce circuit, pour déterminer les tensions et les signaux caractéristiques d'un fonctionnement normal. À cet effet, nous distinguerons l'état statique (polarisation du transistor) et l'état dynamique (traitement d'un signal d'entrée fonction du temps).

Les composants déterminant le point de repos (R_1 , R_2 , R_3 et R_4) permettent de calculer les diverses tensions continues, que nous donnerons, sauf indication contraire, par rapport à la masse du montage. Sur la base, le pont R_1 , R_2 fixe le potentiel :

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E$$

soit, avec les valeurs numériques de l'exemple :

$$V_B = \frac{12}{47 + 12} 12 = 2,3 \text{ volts}$$

Un transistor au silicium offre, entre base et émetteur, une chute de tension voisine de 0,6 volt. Le potentiel d'émetteur est donc :

$$V_E = 2,3 - 0,6 = 1,7 \text{ volt}$$

Comme émetteur et collecteur véhiculent la même intensité (en négligeant la faible courant de base), celle-ci traverse à la fois R_3 et R_4 . Une simple règle de trois donne alors la chute de tension V_{R3} aux bornes de R_3 :

$$V_{R3} = \frac{R_3}{R_4} V_E = 6,5 \text{ volts}$$

On en déduit, finalement, le potentiel de collecteur, par rapport à la masse :

$$V_C = E - V_{R3} = 5,5 \text{ volts}$$

Les contrôles en continu

Ils s'effectueront au voltmètre, après suppression du signal d'entrée (éventuellement, déconnecter le condensateur de liaison C_1). Passons en revue quelques anomalies possi-

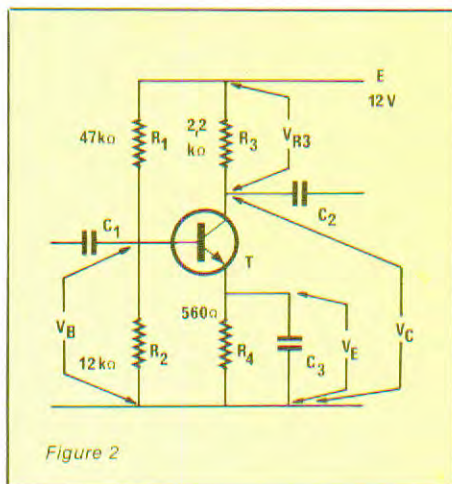


Figure 2

bles, et leurs interprétations.

— Potentiel nul sur la base : R_1 se trouve certainement en circuit ouvert. Vérifier ses soudures, et la continuité des pistes. Le transistor se trouve alors bloqué, et on mesurera, puisqu'aucun courant n'y circule :

$$V_E = 0 \quad V_C = 12 \text{ volts}$$

— Potentiel de base voisin de 0,7 volt : on peut suspecter trois causes. D'abord, que R_3 se trouve en circuit ouvert (mauvaise soudure, piste coupée). En effet, dans ce cas, il n'existe plus de courant de collecteur ; l'émetteur ne voit passer que le courant de base, et la jonction base-émetteur se comporte comme une diode polarisée en direct, ce qui met R_4 en parallèle sur R_2 . Ensuite, que la jonction collecteur base du transistor soit coupée, ce qui conduit évidemment au même résultat. Enfin, que le condensateur C_3 se trouve en court-circuit : V_E devient nul, et le transistor conduit un courant élevé, seulement limité par R_3 . On peut le vérifier en prenant le potentiel de collecteur, quasiment nul puisqu'il y a saturation.

— Tension normale sur la base, mais $V_E = 0$ et $V_C = 12$ volts. Le transistor ne conduit pas, ce qui résulte vraisemblablement d'une coupure de la jonction base-émetteur.

Nous n'inventorierons pas toutes les causes possibles d'une mauvaise polarisation : en interprétant les résultats mesurés, chaque lecteur pourra s'exercer à en retrouver la source, donc à découvrir l'élément suspect, qu'il est alors facile de tester séparément en le dessoudant : nous proposerons, plus loin, une méthode d'essai rapide des transistors.

Les contrôles en régime variable

Supposons maintenant, après contrôle, la situation normale du point de vue du continu, et envisageons le cas où, malgré cela, le fonctionnement en alternatif n'est pas correct. On aura évidemment vérifié qu'un signal normal arrive en amont du condensateur de liaison C_1 .

— Il n'y a aucun signal sur la sortie après C_2 . On avancera pas à pas avec la sonde de l'oscilloscope. N'y a-t-il plus rien en aval de C_1 ? Ce condensateur est coupé, ou non soudé, ou une piste du circuit imprimé est interrompue. Trouve-t-on un signal sur le collecteur de T, mais pas en aval de C_2 ? Mêmes conclusions pour cette partie du circuit.

— L'étage amplifie, mais le gain semble très faible : C_3 n'exerce pas son rôle de découplage, soit parce qu'il est coupé, soit à cause d'un contact défectueux.

De plus en plus, les fonctions d'amplification sont maintenant confiées à des amplificateurs opérationnels. La figure 3, qui reproduit le schéma du relais vocal décrit dans notre numéro 427, en constitue un exemple. Examinons le fonctionnement du premier étage, construit autour de CI_1 . La polarisation continue de l'entrée non inverseuse, fixée par le pont R_5 , R_6 ($R_5 = R_6$), impose celle de l'entrée inverseuse, en raison du gain quasi-infini de l'amplificateur. En continu, on doit donc relever, sur ces deux broches, le même potentiel $V = E/2 = 4,5$ volts.

La théorie de l'amplificateur opérationnel montre que, en alternatif, le gain en tension A ne dépend que des résistances R_3 et R_4 : $A = R_4/R_3$ ce qu'on contrôle aisément à l'oscilloscope. À ce niveau, une panne impose, évidemment (à moins qu'elle ne résulte d'une erreur dans les valeurs des résistances), le changement du circuit intégré.

Méthodes rapides de contrôle d'un semiconducteur

Le plus modeste matériel de laboratoire (un multimètre, une alimentation) permet sinon de mesurer les paramètres d'un semiconducteur, du moins d'en tester rapidement

Quel matériel pour une mise au point ?

Au terme de ces quelques considérations sur le dépannage, nous voudrions revenir sur une opinion maintes fois exprimée dans nos colonnes. Sitôt dépassé le stade du pur gadget, l'électronique devient une science, à laquelle on ne peut s'exercer qu'à travers des méthodes scientifiques. Celles-ci impliquent des mesures, donc l'emploi d'appareils. Le minimum faute duquel il nous semble illusoire d'entreprendre la moindre réalisation, comporte :

- un multimètre : sa précision, ou le nombre artificiellement gonflé de ses gammes, importent moins que l'impédance d'entrée en fonction voltmètre. Les multimètres analogiques à 20 k Ω /V constituent un minimum,
- une alimentation stabilisée réglable : une excursion de 0 à 25 ou 30 volts suffit. Sauf pour ceux qui s'intéressent régulièrement à l'électronique de puissance, il n'est pas indispensable de dépasser 1 ampère,
- un générateur BF : les lecteurs de Radio-Plans seraient impardonnables de n'en point posséder. Ce type de matériel relève parfaitement de la construction amateur, et nous en avons décrit plusieurs,
- un oscilloscope : inutile, là encore, de se ruiner dans une course aux performances. Une bande passante de 10 MHz suffit aux applications les plus courantes.

Conclusion

Une récente analyse du courrier des lecteurs nous a conduits à introduire, dans notre numéro d'août, les quelques lignes qui précèdent.

Il s'agit là de l'amorce à une rubrique sur laquelle nous reviendrons de temps à autre, sans pour autant respecter une périodicité figée.

Les problèmes de mise au point et de dépannage, s'ils relèvent de l'analyse des schémas, touchent aussi à la technologie des composants, tant passifs qu'actifs. Nous aborderons donc parfois le problème sous cet angle, par exemple en consacrant, prochainement, une étude à la technologie des condensateurs, et à leurs défauts.

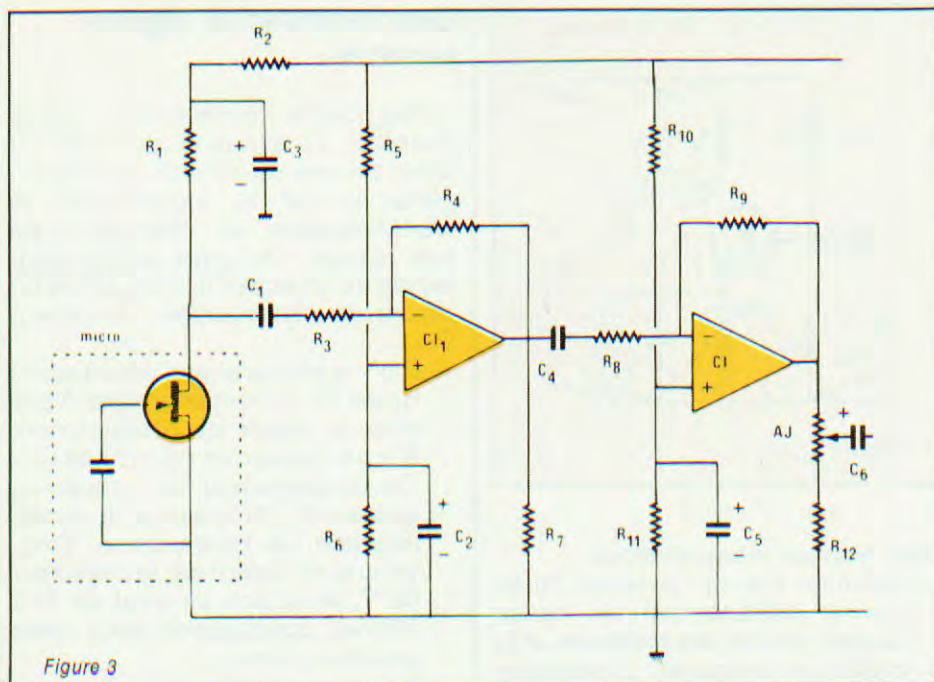


Figure 3

l'état, pour éliminer les composants défectueux. Prenons en quelques exemples très classiques.

Test d'une diode

Une diode en bon état offre une très faible résistance dans le sens direct, et une résistance élevée en polarisation inverse. On peut aisément la contrôler à l'ohmmètre : une résistance quasi nulle dans les deux sens indique un court-circuit (jonction détruite par claquage, par exemple) ; une résistance infinie, quelle que soit la polarisation, montre que la diode est coupée (fils de liaisons détruits par une surintensité).

Test d'un transistor

En première approximation, on peut assimiler un transistor à la superposition de deux diodes (figure 4) : un contrôle simple de l'état des jonctions, qui, en cas de panne, peuvent être soit coupées, soit en court-circuit, se ramène donc au test des diodes.

Plus précisément, la figure 5 indique les ordres de grandeur des résistances qu'on doit mesurer à l'ohmmètre, sur un transistor en bon état, les polarités que nous indiquons sur les bornes du multimètre, sont celles de la batterie interne, en fonction « ohmmètre ». Le transistor est supposé de type NPN : on inverserait les polarités dans le cas d'un PNP :

- en (a), la jonction base émetteur se trouve polarisée en direct : on

trouve une résistance faible (1 k Ω ou moins) ;

- en (b), cette même jonction, polarisée en inverse, offre une résistance supérieure à 100 k Ω ;
- en (c), on retrouve une polarisation directe, pour la jonction collecteur base : résistance inférieure à 1 k Ω ;
- en (d) enfin, la jonction collecteur-base, polarisée en inverse, présente une résistance supérieure à 100 k Ω .

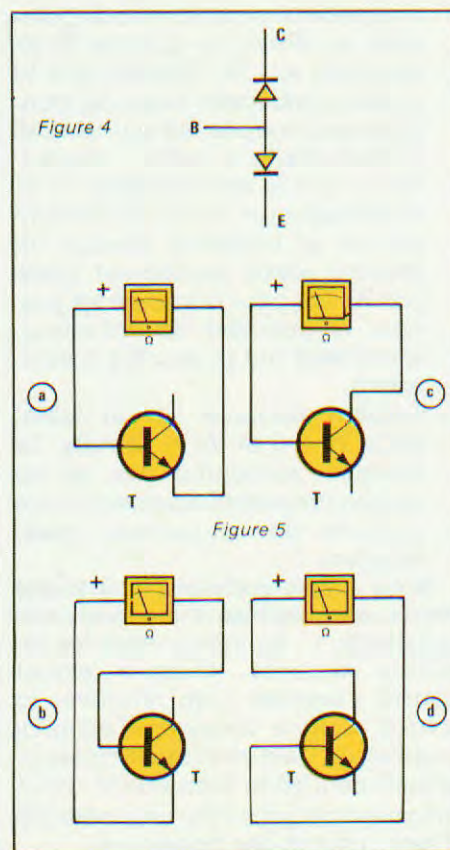


Figure 5

Pour mettre au point votre chaîne TV : une mire de barres verticales

Temps  
Difficulté  
Dépense  

Lors de notre pré-réalisation d'un dé-avons utilisé un gé-par la société Sider. montré qu'il était der quelque peu sur mire, et de fournir aux moyens de réaliser un gé-test, simple et économique, quer au gros morceau que niteur couleur. Les essais et di-clôturant cet article montreront de barres peut être utilisé, non moniteur mais aussi sur un télé-ainsi le contrôle des étages finaux : tionnel, et des entrées R, V, B de la jusqu'aux canons du tube trichrome.



cédent article : description et codeur PAL/SECAM, nous nérateur de mire fabriqué Cette étape nous a préférable de s'attar-les générateurs de lecteurs les nérateur de avant de s'atta-constitue le mo-verses photos que le générateur seulement sur le viseur, permettant du téléviseur tradi-prise périmentel

Les différents types de mires

Chacun sachant qu'une mire est une image fixe, pouvant par exemple être transmise avant les émissions télévisées, et utilisée pour la mise au point des récepteurs, nous ne nous attarderons pas plus sur la définition. Les différentes mises au point nécessitant diverses « images », il est normal de nous trouver en présence de mires différentes.

On trouve en général, les mires de convergence, les échelles de gris, les mires de barres de couleur et des

mires plus complexes incluant des cercles. Les mires plus complexes, conçues pour la télévision comportent presque toujours une échelle de gris, un générateur de barres de couleur et un cercle.

La mire Sider utilisée dans notre précédent numéro permet par exemple une combinaison d'échelle de gris, dans la partie supérieure de l'écran et de barre de couleur dans la partie inférieure ou une combinaison de carrés de blanc à 100 % et mire de convergence dans la partie supérieure et barres de couleur dans la partie inférieure.

La mire de barres de couleurs normalisée

Cette mire se compose de huit bandes verticales, de gauche à droite ; blanc, jaune, cyan, vert, magenta, rouge, bleu et noir. Nous avons vu, dans le précédent article, que la saturation d'une couleur est définie par la quantité de blanc participant au mélange blanc + couleur. Ainsi une couleur pure aura un taux de saturation de 100 % et plus la couleur sera diluée avec du blanc, plus la saturation sera faible. Or dans la nature les couleurs à forte

luminance sont faiblement saturées et les couleurs très saturées ont une luminance faible. L'expérience montre que les vidéosignaux primaires E_R , E_V et E_B ne dépassent pratiquement jamais 75 % de leur valeur maximale possible.

Le tableau de la figure 1 rend compte des mélanges effectués pour l'obtention des huit couleurs et donne la luminance de la couleur obtenue grâce à la formule classique :

$$E_Y = 0,30 E_R + 0,59 E_V + 0,11 E_B.$$

Les trois couleurs primaires : rouge, vert, bleu donnent huit combinaisons :

- Couleurs prises séparément :
Rouge, Vert, Bleu.
- Couleurs prises deux par deux :
Rouge + Vert = Jaune
Bleu + Vert = Cyan
Bleu + Rouge = Magenta.
- Somme des trois couleurs :
Rouge + Vert + Bleu = Blanc.
- Aucune des trois couleurs :
Noir.

Le tableau de la figure 1 montre que les couleurs sont ordonnées dans le sens des luminances décroissantes, de gauche à droite, luminance variant de 1 : maximum, à zéro : minimum. Ce tableau a été dressé en choisissant des primaires à 100 % d'amplitude donc des couleurs pures. Bien que le résultat soit assez spectaculaire, la mire ainsi

créée ne correspond pas à la mire de barres normalisée.

En effet, la mire normalisée se compose d'une barre blanche à 100 % et de sept barres de couleur à 75 %. Le tableau de la figure 2 est identique au tableau de la figure 1 pour des couleurs à 75 %. Ce tableau diffère de la mire normalisée par la barre blanche. Pour souci de simplicité et pour minimiser le nombre de composants, nous nous sommes arrêtés sur un circuit délivrant les primaires E_R , E_V et E_B correspondant aux configurations des tableaux 1 et 2. C'est dire que la mire ainsi réalisée diffère quelque peu de la mire normalisée mais n'en perd pas pour autant son intérêt.

Signaux de sortie

Les signaux E_R , E_V et E_B correspondant à la mire de barres sont indépendants du système de codage adopté, NTSC, PAL ou SECAM et l'on se reportera aux figures 6 et 7 du précédent article décodeur PAL/SECAM qui montrent la somme de circuits à mettre en œuvre pour générer le signal vidéo composite PAL ou SECAM. Un générateur de barres de laboratoire ou d'atelier comporte en général plusieurs sorties qui permettent le test des divers maillons de la chaîne de réception.

— Sortie des signaux E_R , E_V , E_B : test des amplificateurs vidéo.

— Sortie du signal vidéo composite : test du décodeur PAL/SECAM.

— Sortie du signal VHF ou UHF modulé par le signal vidéo composite : test de l'ensemble HF-FI.

Nous avons opté pour la solution la plus simple, donc la moins coûteuse, consistant à générer les signaux E_R , E_V et E_B associés au signal de synchronisation. On est alors capable de s'assurer du bon fonctionnement d'un moniteur couleur tel l'ensemble RTC qui paraîtra dans le numéro 430 — Septembre — de Radio Plans ou des étages finaux d'un récepteur TV classique en actionnant les commutations lente et rapide.

Le schéma synoptique du générateur de mire

Le schéma synoptique du générateur de mire est représenté à la figure 3. Ce schéma peut être scindé en deux parties : le générateur de synchronisation et le générateur de barres.

Le générateur de synchronisation

Le générateur de synchronisation délivre, à partir d'un signal parfaitement symétrique à 1 MHz, rapport cyclique de 50 %, le signal de synchronisation $S_{(H)}$ qui alimente les circuits de balayage du moniteur via les circuits de tri des tops de synchronisation ligne et trame et le signal de suppression horizontal $A_{(H)}$. Ce signal $A_{(H)}$ a une période de 64 μs correspondant à la durée d'une ligne. En fait, l'intervalle de temps de 64 μs se compose du contenu vidéo proprement dit qui ne dure que 52 μs et du temps de retour ligne qui vaut environ 12 μs , la somme de ces deux intervalles de temps reste bien sûr toujours égale à 64 μs . Le signal $A_{(H)}$ est à l'état haut pendant la durée effective de la transmission du contenu vidéo et à l'état bas pendant le retour ligne. Le signal de suppression horizontal $A_{(H)}$ sert de référence au générateur de barres.

Le générateur de barres

Le signal $A_{(H)}$ associé à un générateur à boucle à accrochage de phase des plus élémentaires génère un signal à la fréquence f égale à dix

Barres verticales	E_R	E_V	E_B	E_Y
Blanc	1	1	1	1
Jaune	1	1	0	0,89
Cyan	0	1	1	0,70
Vert	0	1	0	0,59
Magenta	1	0	1	0,41
Rouge	1	0	1	0,30
Bleu	0	0	1	0,11
Noir	0	0	1	0

Figure 1 :
 $E_Y = 0,30 E_R + 0,59 E_V + 0,11 E_B$
Signaux E_R , E_V , E_B pour des couleurs à 100 %.

Barres verticales	E_R	E_V	E_B	E_Y
Blanc	0,75	0,75	0,75	0,75
Jaune	0,75	0,75	0	0,6675
Cyan	0	0,75	0,75	0,525
Vert	0	0,75	0	0,4425
Magenta	0,75	0	0,75	0,3075
Rouge	0,75	0	0	0,225
Bleu	0	0	0,75	0,0825
Noir	0	0	0	0

Figure 2 : Signaux E_R , E_V , E_B pour des couleurs à 75 %.

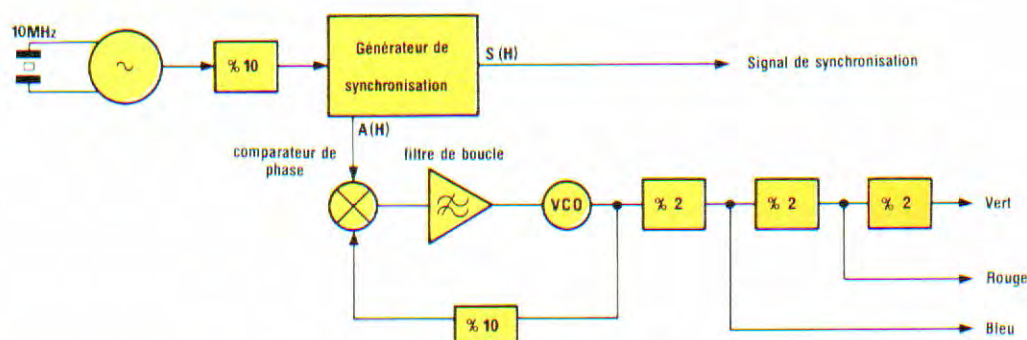


Figure 3 - Synoptique du générateur de barres verticales.

fois la fréquence du signal f_{H0} . Une chaîne de trois diviseurs par deux donne les trois sorties rouge, vert, bleu.

En se reportant au schéma de la figure 4, qui donne le détail du signal vidéo dans le cas des standards L et L', on peut remarquer qu'il y a, pendant la durée effective du signal vidéo image de 51,9 μs , une période du signal E'_v , deux périodes du signal E'_R et quatre périodes du signal E'_B .

Nous verrons lors de l'étude détaillée du schéma de principe que pendant les 0,7 μs correspondant au bord droit de l'écran, les compteurs par deux sont remis à zéro et la bande noire d'extrême droite est prolongée d'autant.

Le générateur d'impulsions vidéo S 178 A Siemens

La génération des signaux de synchronisation et de suppression a été grandement facilitée grâce au circuit S 178 A Siemens, circuit MOS à haute intégration spécialement destiné aux caméras vidéo ou aux consoles de mélange — boîtier DIL 28 broches —. Le générateur d'impulsion vidéo produit les signaux de synchronisation de commande et d'effacement suivants :

- signal de suppression verticale $\bar{A}_v$: pin 28,
- signal de synchronisation horizontal $S_{(H)}$: pin 21,
- un signal d'impulsion horizontal à la période de ligne : pin 20,
- un signal d'impulsion vertical à la fréquence de trame : pin 27,
- un signal d'impulsion de verrouillage K_1 : pin 22,
- un signal de suppression horizontale $\bar{A}_{(H)}$: pin 26,

- un signal de changement d'image : pin 16.

Toutes les impulsions sont générées à partir d'un signal d'entrée ayant un facteur de forme de 1/1. La longueur des impulsions correspond aux normes CCIR et EIA. Le S 178 A est entièrement programmable pour le nombre de lignes et la fréquence trame. La fréquence du signal d'entrée peut être calculée par une des deux relations suivantes :

$f_e = 64 / \text{période de ligne en seconde}$
ou $f_e = 32 \times \text{nombre de lignes} \times \text{fréquence trame}$.

Soit pour un réseau 50 Hz donnant 25 images par seconde :

- 1,000 MHz pour 625 lignes,
- 1,400 MHz pour 875 lignes,
- 1,9984 MHz pour 1 249 lignes.

Et pour un réseau 60 Hz donnant 30 images par seconde :

- 1,008 MHz pour 525 lignes,
- 1,4112 MHz pour 735 lignes,
- 1,96416 MHz pour 1 023 lignes.

On peut donc sélectionner un nombre quelconque de lignes entre 512 et 1 535 pour une fréquence de trame de 50 Hz ou 60 Hz.

La figure 5 récapitule le tableau de programmation du S 178 A. Les entrées N_A , N_B et N_C déterminent les configurations des signaux de sortie alors que les bits 2^0 à 2^9 sont affectés

au nombre de lignes. Le bit de plus fort poids : pin 2 prend la valeur $2^9 = 512$ si l'entrée est au niveau haut H et $2^{10} = 1 024$ si l'entrée est au niveau bas : L.

Fonctionnement

Ce générateur d'impulsions se compose de compteurs horizontaux et verticaux. Le compteur horizontal ramène la fréquence d'entrée au double de la fréquence de ligne $H/2$. Une logique supplémentaire empêche les commutateurs des compteurs d'être en position indéfinie lors de la mise en route ou lors du passage d'impulsions parasites. Les variantes programmées de la fréquence d'entrée pour tous les standards sont générées à partir du compteur par coïncidence. Toutes les impulsions créées sont pré-synchronisées pendant une période d'impulsion. La post-synchronisation s'effectue directement à la sortie, avec les fronts d'impulsions suivantes. On élimine ainsi les retards dus à la limitation de la vitesse de commutation des interrupteurs.

Le compteur vertical, compteur asynchrone à 11 bits est commandé par le signal de fréquence double de la fréquence ligne. Les impulsions

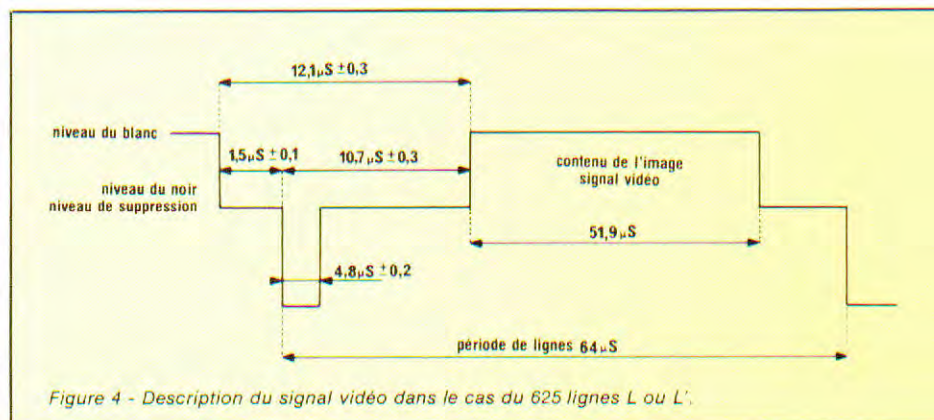


Figure 4 - Description du signal vidéo dans le cas des 625 lignes L ou L'.

qu'il délivre sont dans un rapport multiple de H/2. Le compteur vertical est programmable de l'extérieur. Le nombre de lignes représenté par l'état des entrées est comparé à l'état du compteur. Le compteur est remis à zéro au moment de l'égalité.

Le générateur d'impulsions tire numériquement de la fréquence d'entrée les impulsions nécessaires. Un facteur de forme de 1/1 est donc nécessaire puisqu'on utilise la demi-période d'impulsion pour produire tous les signaux. Il est donc recom-

mandé de faire fonctionner l'oscillateur pilote à quartz à une fréquence multiple de la fréquence d'entrée et d'intercaler entre l'oscillateur à quartz et le S 178 A un diviseur par ce même multiple. Selon la configuration et le nombre de lignes choisis, on prendra 2, 4, 8 ou 10.

Le chronogramme des temps pour les principales sorties du S 178 A est représenté à la figure 6 et le tableau de la figure 7 récapitule les principaux paramètres en fonction de la programmation du circuit.

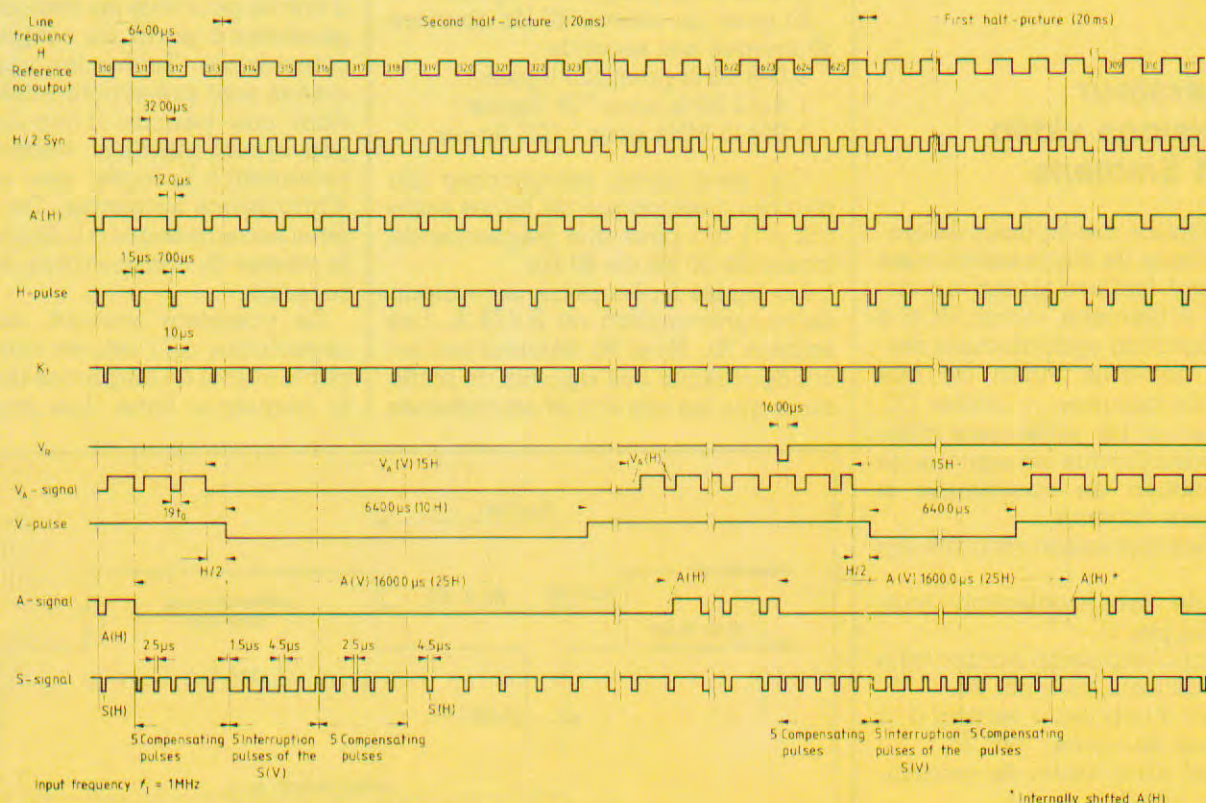
Numéro de la broche	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	25	24	23
Poids correspondant	2 ⁹	2 ⁸	2 ⁷	2 ⁶	2 ⁵	2 ⁴	2 ³	2 ²	2 ¹	2 ⁰	NA	NB	Nc
525	H	L	L	L	L	L	H	H	L	H	L	L	L
524	H	L	L	L	L	L	H	L	H	L	L	L	L
625	H	L	L	H	H	H	L	L	L	H	L	L	H
624	H	L	L	H	H	L	H	H	H	L	L	L	H
735	H	L	H	H	L	H	H	H	H	H	L	H	L
734	H	L	H	H	L	H	H	H	L	L	L	H	L
875	H	H	L	H	H	L	H	L	H	H	L	H	H
874	H	H	L	H	H	L	H	L	L	L	L	H	H
1023	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L
1022	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	L	L	L
1249	L	L	H	H	H	L	L	L	L	H	H	L	H
1248	L	L	H	H	L	H	H	H	H	L	L	L	H

Figure 5 :
Tableau de programmation du nombre de lignes du générateur de synchronisation S178 A Siemens
L = VDD/pin 15 H = VSS/pin 1

Le schéma du générateur de mire

Le schéma complet du générateur de barres de couleur est donné à la figure 8. On reconnaît les deux parties précédemment citées : le générateur de synchronisation et le générateur de barres.

L'oscillateur pilote à quartz délivre des signaux à 10 MHz. Le signal issu de cet oscillateur est appliqué à l'entrée du diviseur IC₃ — pin 14 — le circuit IC₃, 4017, est utilisé en diviseur par 10 : sortie Cout pin 12, et l'entrée horloge du S 178 A reçoit bien un signal carré à 1 MHz ayant un rapport cyclique de 50 %. Notons



Réalisation

Fréquence réseau Hz	60	50	60	50	60	50	
Images/seconde	30	25	30	25	30	25	
Nombre de lignes	525	625	735	875	1023	1249	
Fréquence d'entrée: fo horloge MHz	1,008	1,000	1,4112	1,400	1,96416	1,9984	
$t_0 = \frac{1}{2 f_0} \mu s$	0,49603	0,5	0,3543	0,35714	0,25456	0,2502	
	μs t_0	μs t_0	μs t_0	μs t_0	μs t_0	μs t_0	
Période de ligne: H	63,492 128	64,00 128	45,3514 128	45,7142 128	32,583 128	32,0256 128	Broches
Synchronisation H/2	31,75 64	32,00 64	22,68 64	22,86 64	16,29 64	16,01 64	6
Impulsion H	6,45 13	7,0 14	4,96 14	4,99 14	2,54 10	2,5 10	20
Inhibition H: A (H)	10,91 22	12,0 24	7,08 20	8,57 24	7,13 28	6,0 24	26
Synchronisation horizontale: S (H)	4,46 9	4,5 9	2,83 7	2,85 7	2,54 10	2,5 10	21
Phasé S (H) par rapport à A (H)	1,48 3	1,5 3	1,06 3	1,07 3	0,76 3	0,75 3	20
Impulsions d'égalisation (largeur)	2,48 5	2,5 5	1,414 4	1,42 4	1,02 4	1,00 4	21
Interruption de l'impulsion de synchro verticale	4,46 9	4,5 9	2,48 7	2,5 7	1,78 7	1,75 7	21
Impulsion K _T	1,49 3	1 8	0,7 2	0,71 2	1,53 6	1,5 6	22
Inhibition horizontale Vidicon V _A (H)	9,42 19	9,5 19	6,73 19	6,78 19	4,83 19	4,75 19	19
Inhibition verticale Vidicon V _A (V)	15 H + 19 t ₀	15 H + 19 t ₀	20 H + 19 t ₀	20 H + 19 t ₀	30 H + 19 t ₀	30 H + 19 t ₀	19
Inhibition verticale A (V)	20 H + 22 t ₀	25 H + 24 t ₀	30 H + 20 t ₀	30 H + 24 t ₀	40 H + 28 t ₀	20 H + 24 t ₀	28
Signal V _R	15,87 32	16,0 32	11,34 32	11,43 32	8,15 32	8,01 32	14
Impulsion verticale	9,5 H	10 H	14,5 H	15 H	20 H	20 H	27
Nombre d'impulsion de pré-égalisation et post-égalisation	6	5	6	5	6	6	21

Figure 7 : Tableau des signaux en fonction de la programmation du S 178 A.

que la fréquence de l'oscillateur n'a été déterminée que par la disponibilité des quartz. Il est tout à fait possible d'employer un quartz 2 MHz et un diviseur par 2, un quartz 4 MHz et un diviseur par 4, etc...

La programmation est assurée par câblage des entrées 2 à 11 et 23 à 25 correspondant à 625 lignes standard L. Le signal de synchronisation horizontal S_(H) est délivré à la broche 21 et le signal de suppression horizontal A_(H) à la broche 26.

Le signal A_(H) est dirigé vers la boucle à accrochage de phase du générateur de barres. Les notations A, B, C, D, E correspondent aux divers points du schéma synoptique de

la figure 3. Les trois composants R₁, R₂ et C₁ déterminent la plage de fonctionnement du VCO — f_{min} à f_{max} — en fonction de la tension de commande appliquée à l'entrée D, broche 9 du 4046. Le circuit intégré PLL, 4046, contient un comparateur de phase et un VCO. La fréquence de sortie du VCO est divisée par 10 par IC₇ : 4017. Le signal résultant de la division est appliqué à l'entrée B du comparateur de phase. Le filtre de boucle est le filtre le plus simple que l'on puisse utiliser, bien que rudimentaire ce filtre est tout à fait suffisant pour cette application. Lorsque le système est verrouillé, la fréquence du VCO vaut dix fois la fré-

quence du signal de comparaison A_(H).

La période de A_(H) étant, par programmation du S 178 A, fixé à 64 μs , le signal de sortie du VCO point E du schéma aura une période de 6,4 μs . La phase de ce signal est inversée par une des portes du circuit 4049 et le signal est appliqué à l'entrée horloge du 4040. Seuls les trois premiers diviseurs par deux sont utilisés. On obtient ainsi à la sortie du premier diviseur le signal bleu, à la sortie du second le signal rouge et à la sortie du troisième le signal vert. La phase de ces signaux est une nouvelle fois inversée par trois des six portes du 4049. Pendant les 9° et

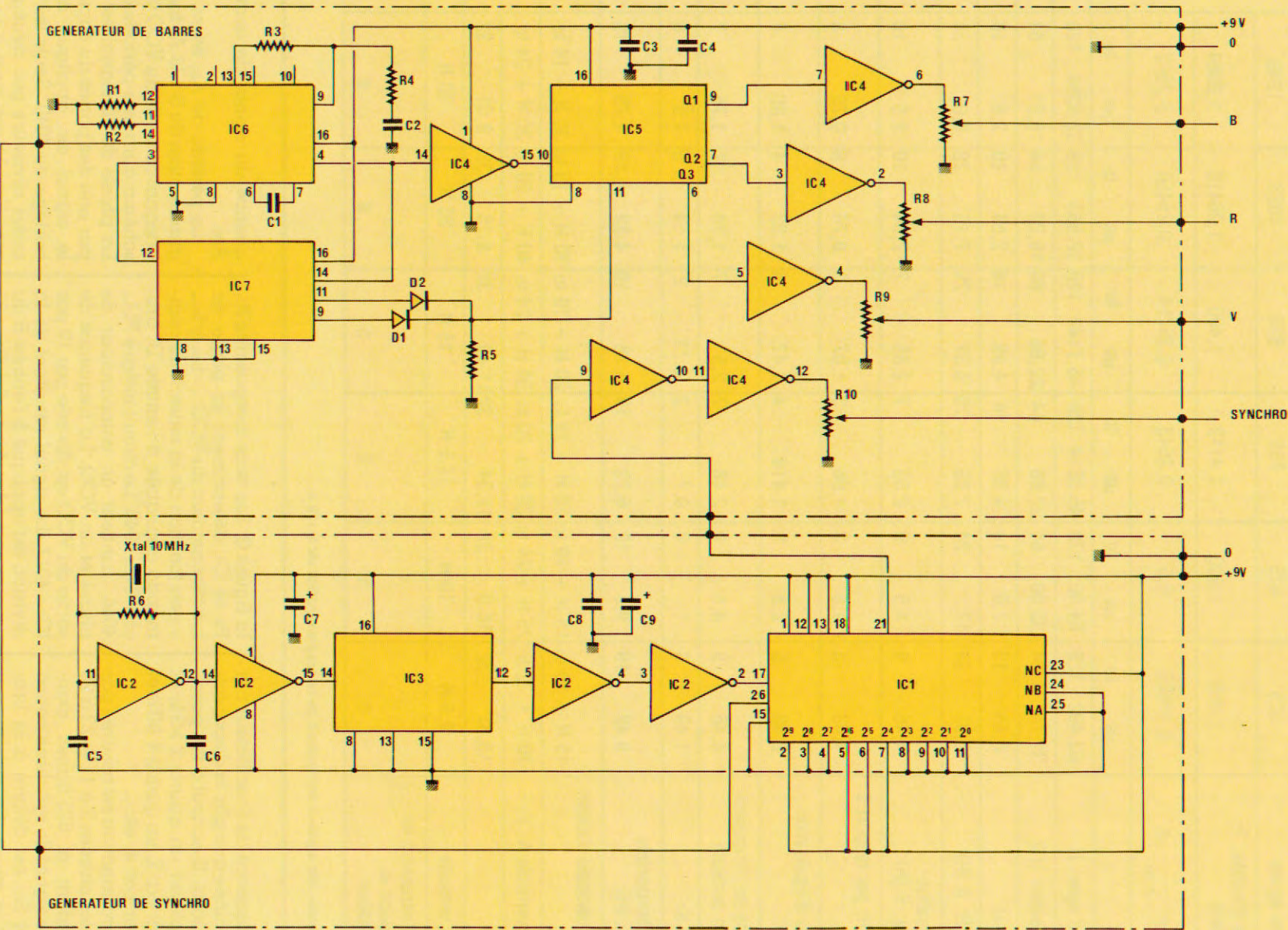


Figure 8 - Schéma de principe de la mire.

Réalisation

10^e impulsion du VCO correspondant au passage à 1 des sorties Q₈ et Q₉ de IC₇ 4017, le compteur 4040 est remis à zéro. Les diodes D₁ et D₂ et la résistance R₅ constituent un ou câblé. Cette remise à zéro synchronise l'image à chaque ligne en plaçant la raie blanche sur le bord gauche de l'écran. Les potentiomètres R₇, R₈ et R₉ permettent de doser la saturation de chaque couleur et le potentiomètre R₁₀ le niveau de synchronisation.

Remarque

L'impédance d'entrée du moniteur RTC vaut environ 10 k Ω et les circuits CMOS sont tout à fait capables de débiter sur de telles charges. Dans le cas d'une utilisation sur une entrée péritel d'un téléviseur classique, on devra utiliser une interface à transistors capable de débiter sur les charges de 75 Ω présentées par les entrées R, V, B. Cet interface non

prévue à l'origine sera décrite en fin de cet article. Le diagramme des temps du générateur de barres est donné à la **figure 9** par deux lignes consécutives. Ce chronogramme est établi dans les conditions de fonctionnement normal : PLL verrouillé,

et dans ce cas la tension continue appliquée à la broche 9 du 4046 a une valeur comprise entre 2 V et V_{cc} - 2 V. À la mise sous tension on pourra s'aider du diagramme de la **figure 9** pour s'assurer du bon fonctionnement du système.

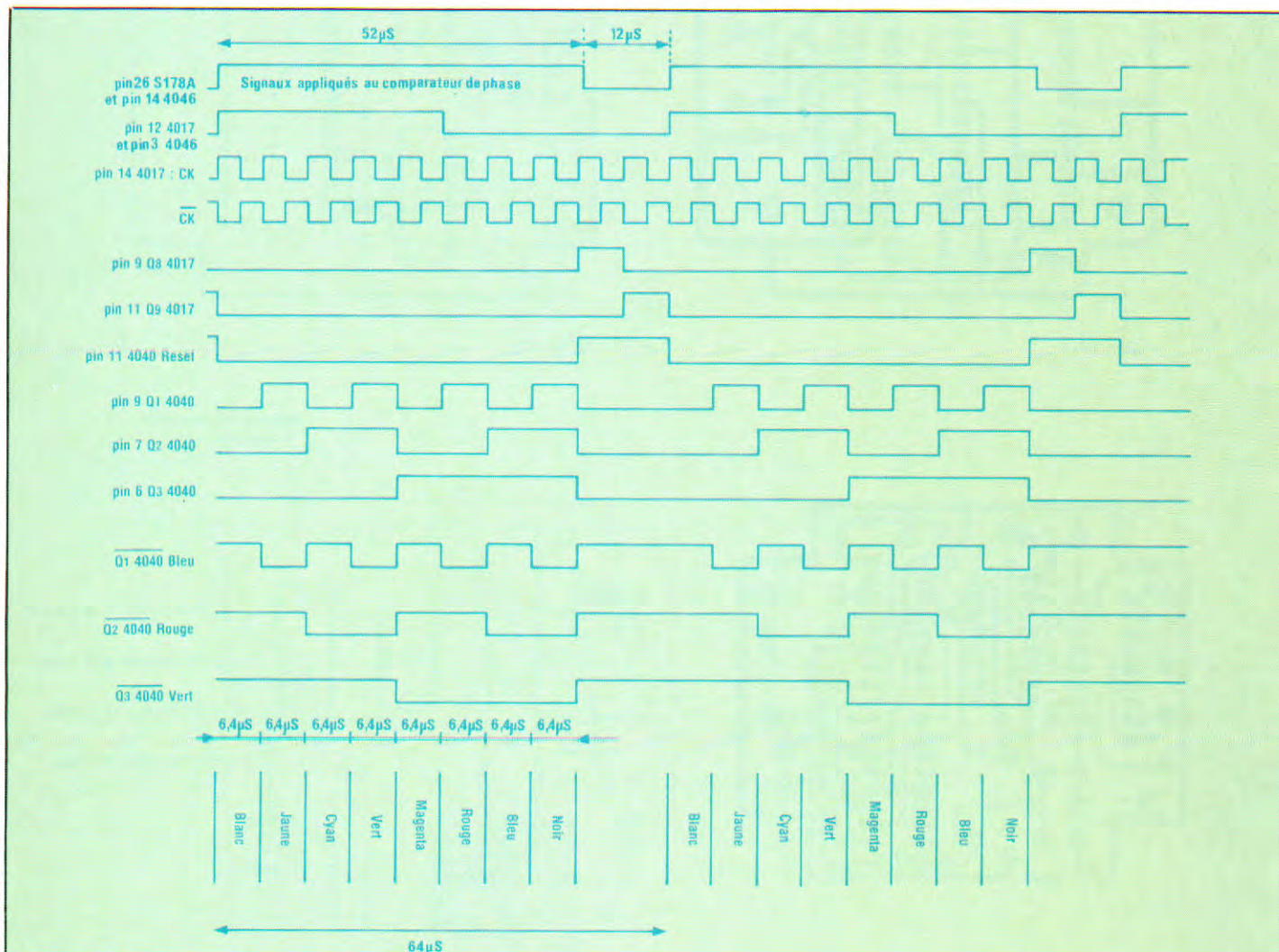
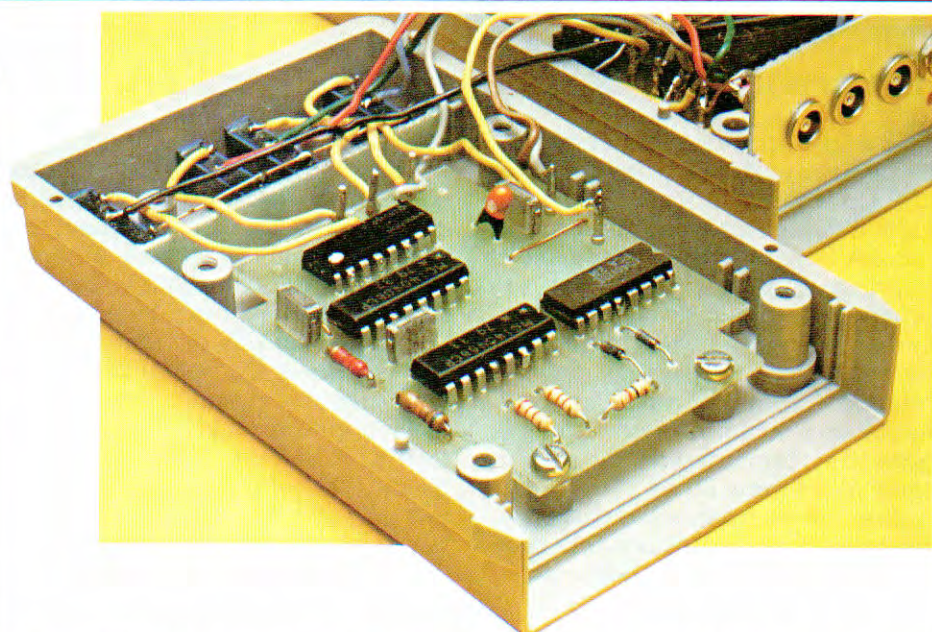


Figure 9 - Diagramme des temps du générateur de barres.

Réalisation pratique

La totalité des circuits constituant le générateur de mire devant prendre place dans un coffret MMP de faibles dimensions, les composants ont été implantés sur deux circuits imprimés différents : un circuit imprimé générateur de synchronisation et un circuit imprimé générateur de barres.

Le tracé des pistes du circuit générateur de synchro est donné à la figure 10 et l'implantation des composants à la figure 11.

Le tracé des pistes du circuit générateur de barres est donné à la figure 12 et l'implantation des composants à la figure 13.

Mise sous tension

Le générateur de barres est prévu pour être alimenté par une pile alcaline de 9 V. La consommation du circuit S 178 A est relativement importante : environ 40 mA et notre prototype refuse obstinément de fonctionner avec une pile classique, l'emploi d'une pile alcaline ou d'un accumulateur Cadmium Nickel est impératif. La première mise sous tension pourra bien entendu être faite à l'aide d'une alimentation stabilisée. On vérifiera en tout premier lieu le fonctionnement de l'oscillateur à quartz, le rapport cyclique du signal à 1 MHz présent sur l'horloge du S 178 A et les signaux $S(H)$ et $A(H)$.

Le signal $A(H)$ est extrêmement simple à visualiser sur un oscilloscope mais le signal $S(H)$ peut poser quelques problèmes. La synchronisation devra être faite en mode TV, si l'oscilloscope le permet, et le balayage en mode retardé. Dans ce cas avec un peu de patience et de bons yeux, on peut même compter le nombre de lignes en jouant sur la deuxième base de temps.

On contrôlera ensuite le bon fonctionnement du PLL en visualisant, par exemple, simultanément le signal de suppression horizontal $A(H)$ et le signal de sortie du VCO. Le signal $A(H)$ a une fréquence égale au dixième de la fréquence du VCO. Si la synchronisation simultanée des

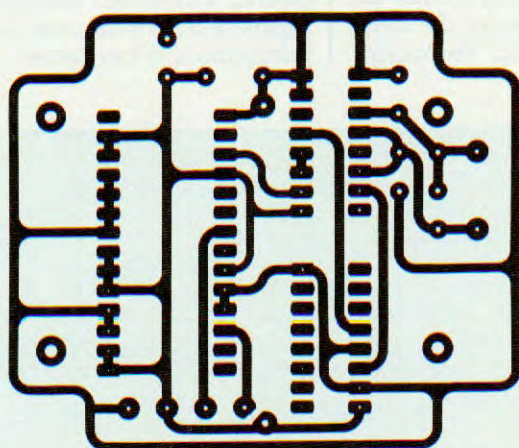


Figure 10

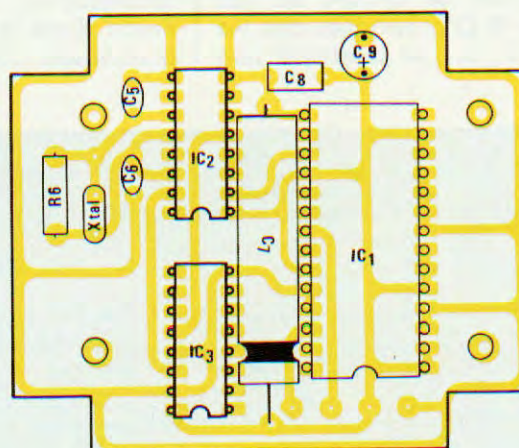


Figure 11

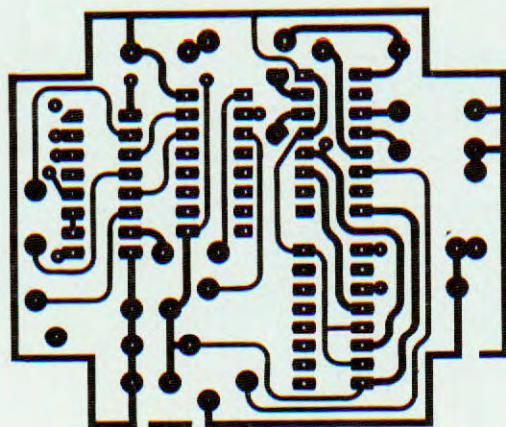


Figure 12

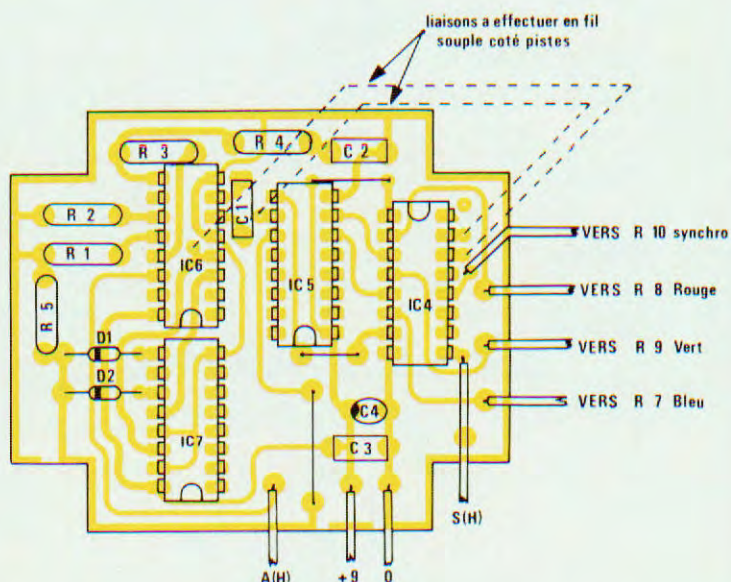
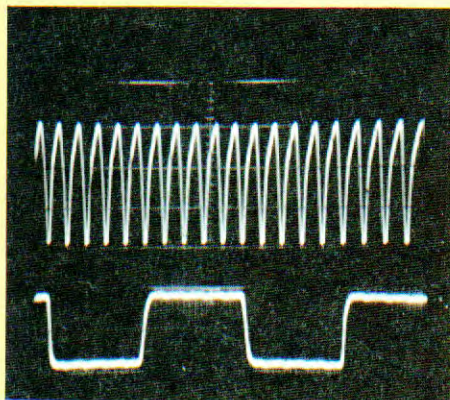


Figure 13

Réalisation

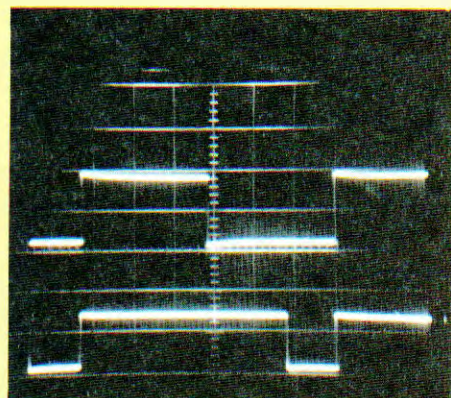
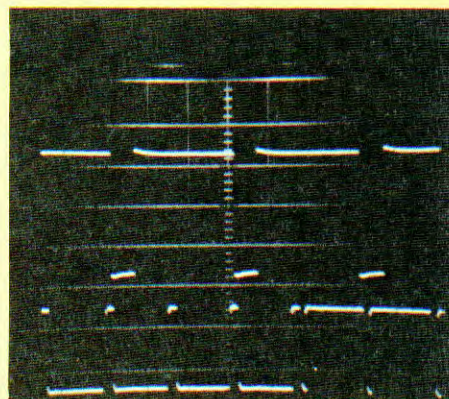


Oscillogramme 1

Echelle horizontale $0,2 \mu\text{s}/\text{div.}$
 Echelle verticale $5 \text{ V}/\text{div.}$
 Trace supérieure : pin 14 de IC_3 .
 Trace inférieure : pin 12 de IC_3 .

Oscillogramme 2

Echelle horizontale $20 \mu\text{s}/\text{div.}$
 Trace supérieure : pin 26 de IC_1 ($2 \text{ V}/\text{div.}$)
 Trace inférieure : pin de IC_4 ($0,2 \text{ V}/\text{div.}$).

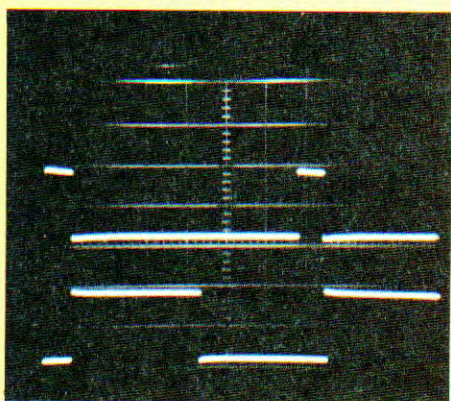
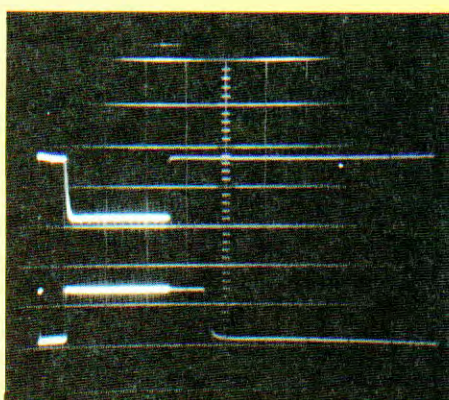


Oscillogramme 3

Echelle horizontale $10 \mu\text{s}/\text{div.}$
 Echelle verticale $5 \text{ V}/\text{div.}$
 Trace supérieure : pin 3 de IC_6 .
 Trace inférieure : pin 14 de IC_6 .

Oscillogramme 4

Balayage alterné.
 Echelle horizontale : $20 \mu\text{s}$ et $0,5 \mu\text{s}/\text{div.}$
 Echelle verticale : $5 \text{ V}/\text{div.}$
 Trace supérieure : pin 11 de IC_5 .
 Trace inférieure : pin 14 de IC_6 .

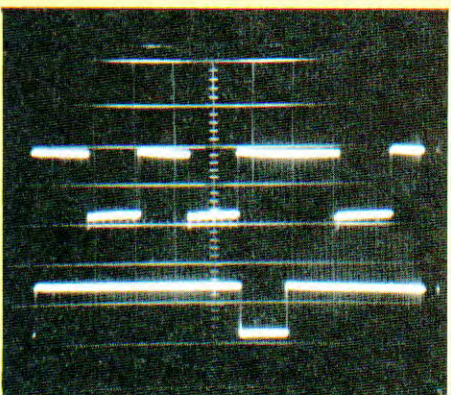
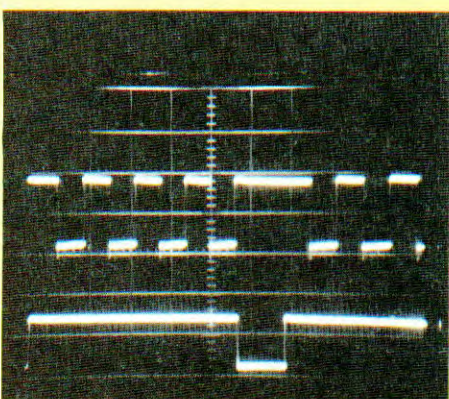


Oscillogramme 5

Echelle horizontale : $10 \mu\text{s}/\text{div.}$
 Echelle verticale : $5 \text{ V}/\text{div.}$
 Trace supérieure : pin 12 de IC_7 .
 Trace inférieure : pin 11 de IC_7 .

Oscillogramme 6

Echelle horizontale : $10 \mu\text{s}/\text{div.}$
 Echelle verticale : $5 \text{ V}/\text{div.}$
 Trace supérieure : pin 6 de IC_4 .
 Trace inférieure : pin 26 de IC_1 .

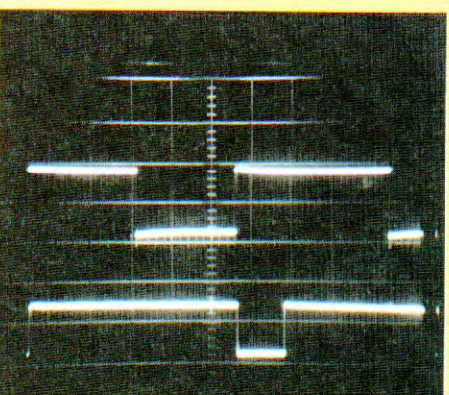


Oscillogramme 7

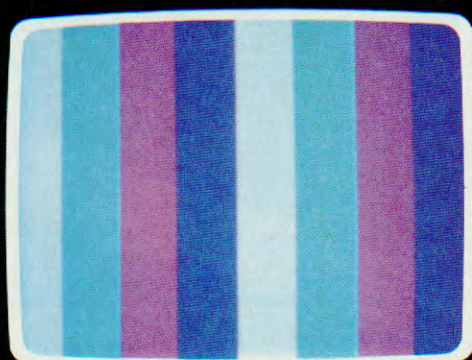
Echelle horizontale : $10 \mu\text{s}/\text{div.}$
 Echelle verticale : $5 \text{ V}/\text{div.}$
 Trace supérieure : pin 2 de IC_4 .
 Trace inférieure : pin 26 de IC_1 .

Oscillogramme 8

Echelle horizontale : $10 \mu\text{s}/\text{div.}$
 Echelle verticale : $5 \text{ V}/\text{div.}$
 Trace supérieure : pin 4 de IC_4 .
 Trace inférieure : pin 26 de IC_1 .

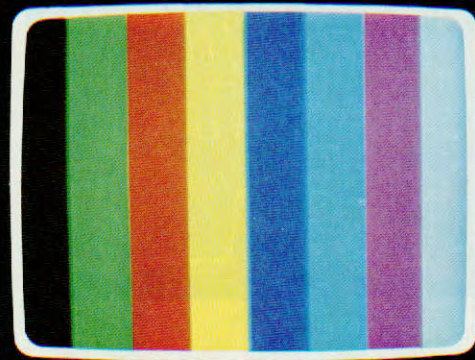


Exemples de barres délivrées par la mire

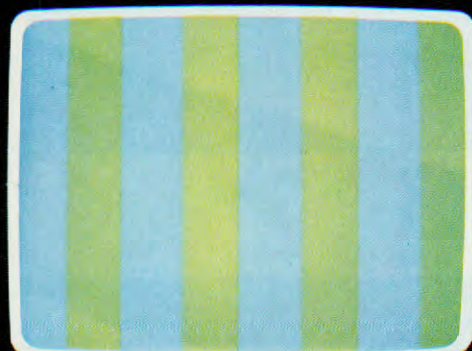


▲ Mire obtenue avec
rouge sur sortie bleu
vert sur sortie rouge
bleu à niveau constant 1

▼ Mire obtenue avec
sortie vert uniquement
rouge et bleu à niveau
constant 1

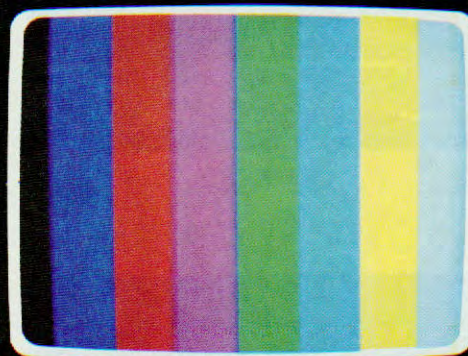
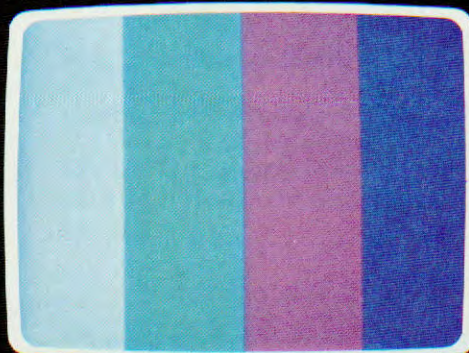


▲ Mire obtenue avec
l'inversion bleu-vert
(figure 14)

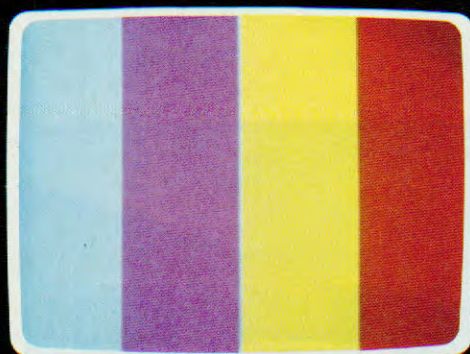


▲ Mire obtenue avec
vert sur sortie bleu
bleu sur sortie rouge
rouge à niveau constant 1

▼ Mire obtenue avec
sortie rouge et vert
bleu à niveau constant 1

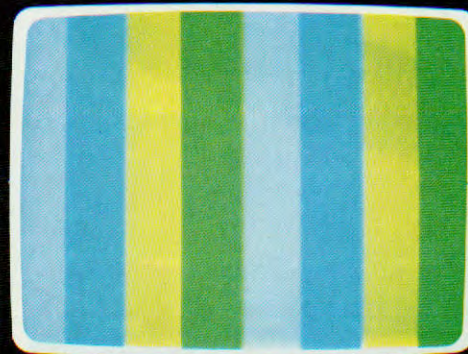
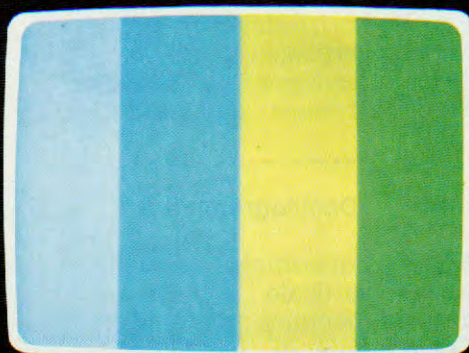


▲ Mire correspondant au
diagramme de la
figure 9.



▲ Mire obtenue avec
vert sur sortie rouge
bleu sur sortie vert
rouge à niveau constant 1

▼ Mire obtenue avec
sortie rouge
bleu sur sortie vert
vert à niveau constant

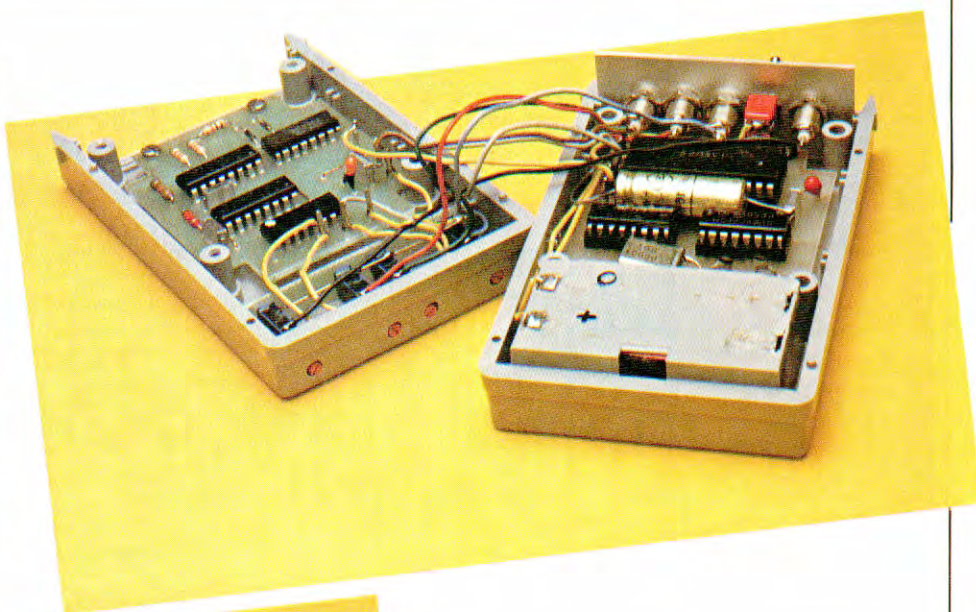


▲ Mire obtenue avec
rouge sur sortie bleu
bleu sur sortie vert
vert à niveau constant 1

Réalisation

deux traces est impossible, le PLL ne fonctionne pas. On vérifiera alors la tension présente sur l'entrée de commande du VCO broche 9 du 4046 et la forme d'onde issue de la sortie du comporateur de phase broche 13 du 4046. Il s'agira alors très probablement d'un défaut du 4046 ou d'une erreur de câblage. Si le 4046 est « hors caractéristiques », le verrouillage pourra être obtenu en modifiant très légèrement la valeur de C_1 ou les valeurs de R_1 et R_2 . Il ne reste alors qu'à suivre le signal jusqu'aux sorties en vérifiant le fonctionnement des diviseurs par 2 et des diviseurs potentiométriques.

À ce stade le générateur est prêt à



fonctionner et à fournir de très nombreuses mires différentes comme le montre les diverses photos.

Les différentes mires générées

La mire est capable de délivrer 30 « images » différentes. En effet, il est possible d'utiliser les sorties R, V, B une par une, deux par deux et trois par trois. Dans tous les cas, toutes les permutations possibles sont autorisées.

La figure 14 permet de prédéterminer les résultats en inversant les sorties bleu et rouge, bleu et vert. Les bandes blanches et noires sont immobiles et on retrouve les primaires dans les bandes 6 et 7.

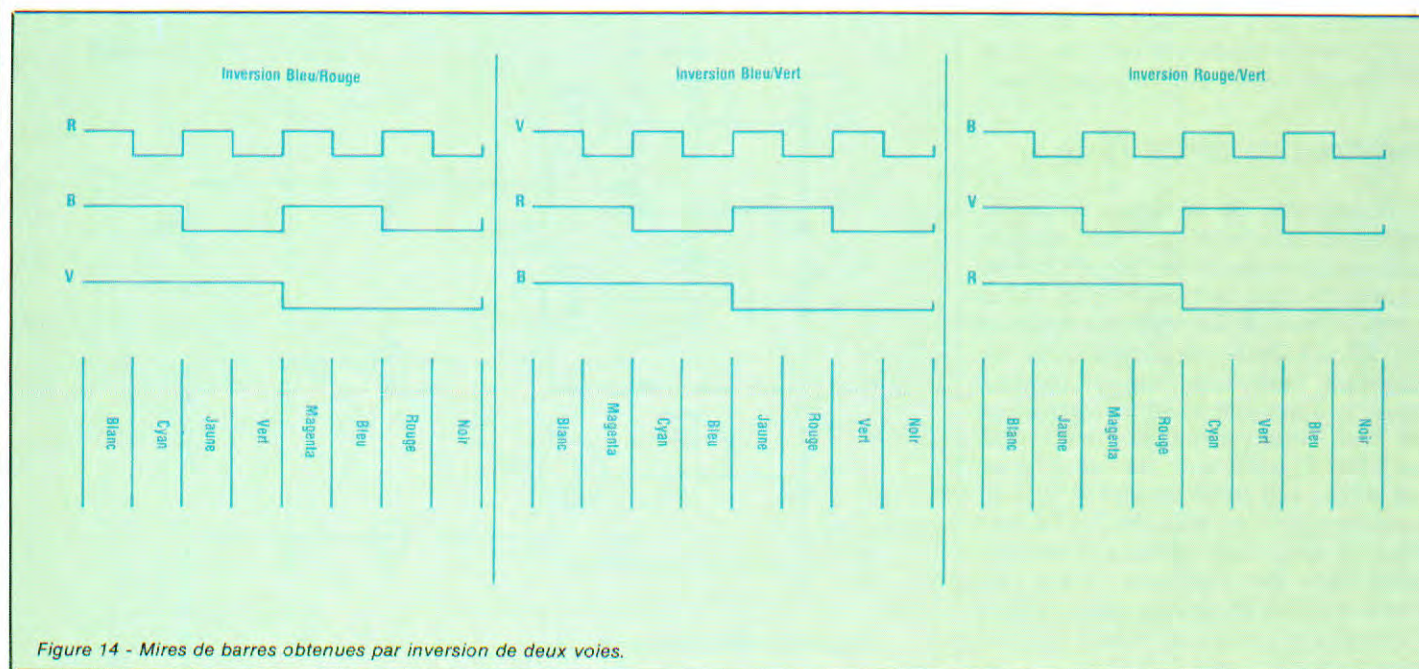


Figure 14 - Mires de barres obtenues par inversion de deux voies.

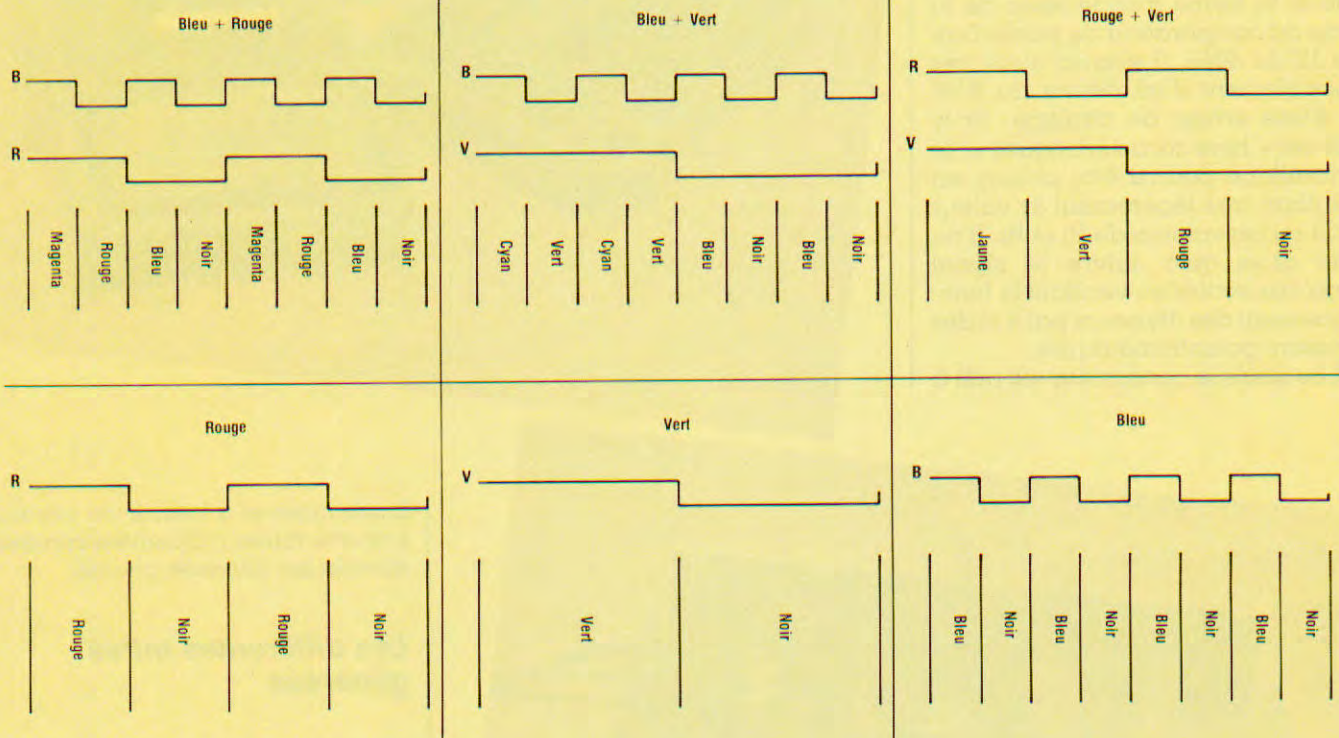


Figure 15 - Mires obtenues avec 2 voies sur 3.
Mires obtenues avec 1 voie sur 3.

Les diagrammes des temps de la figure 15 donnent les résultats obtenus pour l'utilisation de deux couleurs bleu + rouge, bleu + vert et rouge + vert et d'une seule couleur. Dans ce cas, la sortie de la couleur x est connectée à l'entrée x correspondante. Il est bien évident qu'une mire différente sera obtenue en connectant la sortie rouge sur l'entrée verte et la sortie bleue sur l'entrée bleue.

Interface de sortie 75 Ω

Le schéma de la figure 16 représente un interface 75 Ω très simple. Les condensateurs de 100 pF accélérant les temps de montée sont facultatifs ainsi que les charges internes de 2,2 k Ω . Dans sa plus simple expression cette interface se résume donc à 3 transistors et 3 résistances et ces composants pourront être montés directement sur les bornes de sortie. Les potentiomètres R7 à R9 déterminent l'amplitude de la tension de sortie des signaux et donc la saturation des couleurs. Pour une mire à 100 % le niveau sera réglé à 1 V crête et pour une mire à 75 % le niveau sera ajusté à 0,75 V.

Conclusion

Ce mini générateur, pour un coût relativement modeste, rendra de nombreux services aussi bien pour

la mise au point que pour le dépannage.

Il peut même être installé définitivement dans un moniteur, mis en service par le truchement d'un inter-

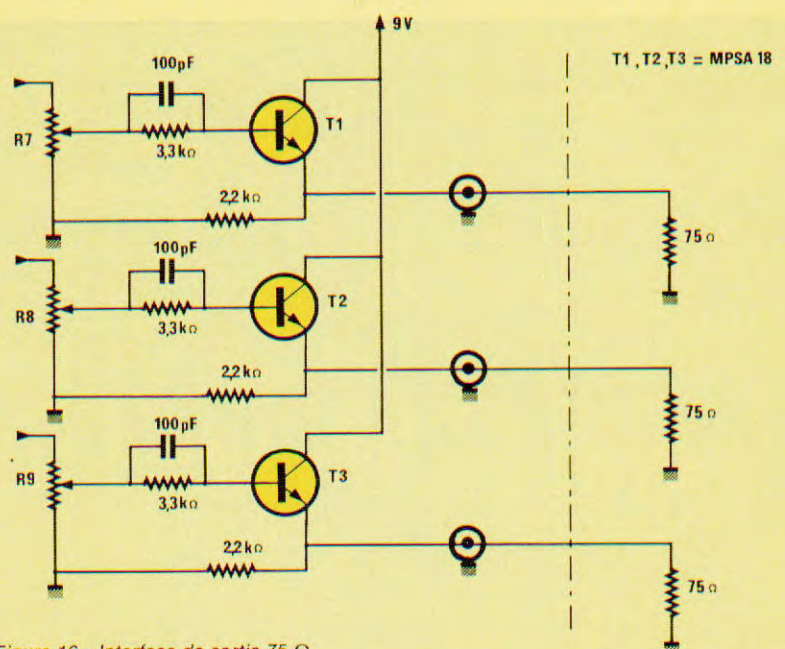


Figure 16 - Interface de sortie 75 Ω

Réalisation

rupteur permettant ainsi le contrôle du bon fonctionnement avant de passer en mode fonctionnement normal de la console.

François De DIEULEVEULT

Nomenclature

Résistances 1/4 W 5 %

R₁ : 3,3 k Ω
R₂ : 2,2 k Ω
R₃ : 68 k Ω
R₄ : 330 Ω
R₅ : 10 k Ω
R₆ : 4,7 M Ω
R₇ : 10 k Ω , T19S
R₈ : 10 k Ω , T19S
R₉ : 10 k Ω , T19S
R₁₀ : 10 k Ω , T19S

Condensateurs

C₁ : 2,2 nF, MKH
C₂ : 0,1 μ F, MKH

C₃ : 0,1 μ F, MKH
C₄ : 10 μ F, tantale 16 V
C₅ : 22 pF, céramique
C₆ : 22 pF, céramique
C₇ : 470 μ F/10 V chimique
C₈ : 0,1 μ F, MKH
C₉ : 10 μ F/16 V tantale



Circuits intégrés

IC₁ : S 178 A
IC₂ : 4049
IC₃ : 4017
IC₄ : 4049
IC₅ : 4040
IC₆ : 4046
IC₇ : 4017

Semiconducteurs

D₁ : 1N4148
D₂ : 1N4148

Divers

Coffret MMP
Interrupteur C et K
Pile 9 V (alcaline ou batterie Cd-Ni)
Prises subminiatures LEMD ou autre
Câble blindé KX3 A ou B
Fiche Péritel
Quartz 10 MHz

Interface 75 Ω

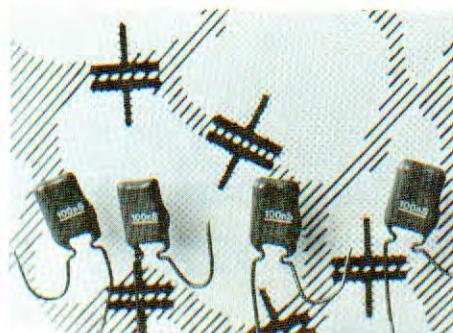
Semiconducteurs
3 $\times$ MPSA 18
Résistances
3 $\times$ 3,3 k Ω
3 $\times$ 2,2 k Ω (facultatif)
Condensateurs
3 $\times$ 100 pF, céramique

Infos

Condensateurs Siemens de protection des RAM

Des couches isolantes protègent les mémoires.

Les composants passifs ont eux aussi profité de l'essor des mémoires intégrées (RAM) ; c'est ainsi que toute une série de condensateurs de protection ont fait leur apparition. Leur rôle consiste à isoler chaque RAM des fréquences parasites et à les préserver des microcoupures de tension afin d'éviter la détérioration d'informations mémorisés. Siemens fabrique ces condensateurs à partir d'une céramique à couches isolantes internes dont la constante diélectrique est de 50 000. Avec cette valeur, l'impédance globale, notamment dans la gamme des MHz, est suffisamment basse pour éloigner des RAM les fréquences parasites et compenser à la fois les microcoupures de tension.



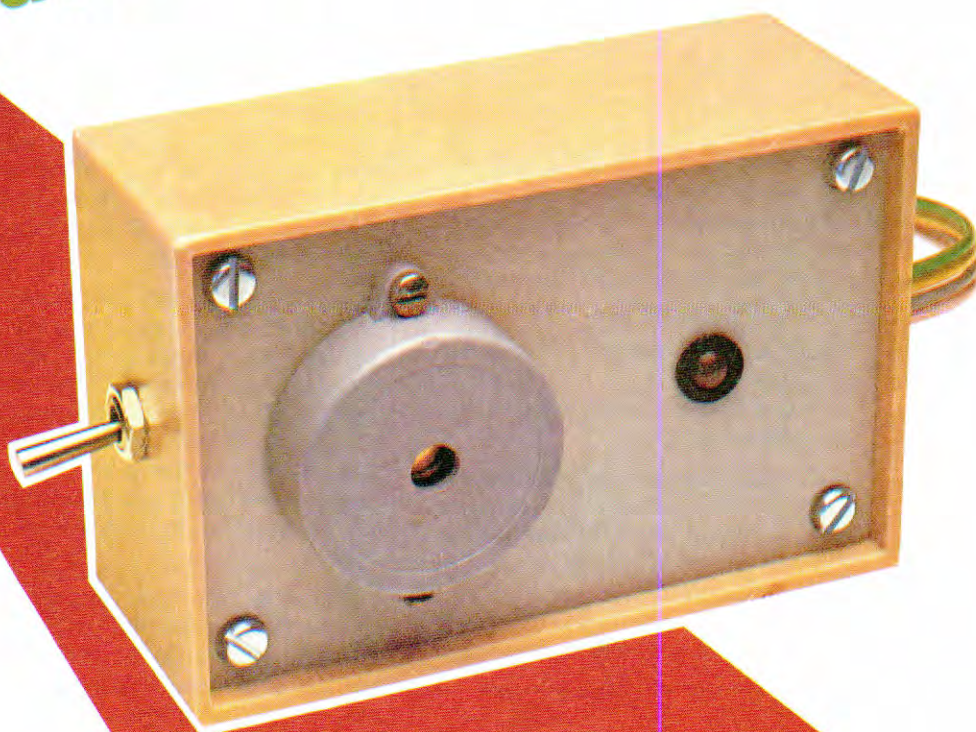
La production totale de Siemens en matière de condensateurs céramiques à couches isolantes atteint le milliard de pièces, dont la moitié au nickel. Le diélectrique est obtenu par un dopage approprié du titanate de baryum. Le résultat se concrétise sur la forme de cristallites ayant de bonnes propriétés conductrices et dont les couches de séparation agissent comme diélectrique. La constante diélectrique élevée ressort dans la dénomination « Sibatit 50 000 ».

En raison de la faible valeur de l'impédance, de nombreux fabricants de circuits logiques ont opté en faveur de ce type de condensateur. Comparativement aux modèles à disques proposés par la concurrence et dont les couches isolantes sont placées à la surface du composant, les condensateurs à couches internes confèrent un meilleur comportement à la tension continue et une meilleure isolation.

Grâce au tube plat, l'électrode extérieure sert de blindage à l'électrode intérieure. Le nickel évite les problèmes de migration inhérente à l'argent. Le nickel est en outre déposé par un procédé galvanique, ce qui améliore la tenue à l'humidité. Les condensateurs radiaux sont présentés sur bande. Leur entraxe est de 2,5 et de 5,0 mm, leur capacité s'étend de 10 nF à 220 nF. Les broches de connexion étamées sont cambrées pour éviter les excédents de résine sur les connexions.

Détecteur de niveau haute fiabilité

Temps 
Difficulté 
Dépense 



Il existe
réaliser des
de liquide dont
n'est pas la
exposée dans les
(n° 424) ; elle mettait
et deux résistances —

Si ce système qui consiste à « mesurer » la résistance du liquide compris entre deux électrodes est valable dans beaucoup de cas, il ne présente pas de garanties suffisantes dans d'autres, en particulier lorsqu'il s'agit d'effectuer des contrôles en environnement sévère où la température varie dans une très grande plage, de même que le pH* de la solution. Le petit dispositif décrit dans les lignes qui suivent permet, lui, de contrôler un niveau de liquide avec fiabilité dans une très grande plage de température, et pour des conductivités très variables, ceci grâce à un circuit SPRAGUE : L'ULN 2429A.

diverses façons de
détecteurs de niveau
la plus simple, qui
moins bonne, a été

fiches idées du numéro de mars
en œuvre un transistor MOS de puissance
on ne peut plus simple donc —.

* PH (graduée de 1 à 14) : cologarithme de la concentration en ions H^+ dans une solution aqueuse. En d'autres termes, mesure du taux d'acidité ou d'alcalinité d'une solution. Le H 7 caractérise la neutralité, c'est le cas de l'eau pure (distillée) ou adoucie par exemple.

D'abord quelques précisions

Dans les deux cas évoqués dans notre introduction, la présence ou l'absence d'un liquide est détectée par la variation brutale de l'impédance vue entre deux électrodes lorsque celles-ci baignent dans l'air puis dans le liquide ou vice-versa. Ceci suppose donc que le liquide **soit conducteur**, ce qui exclut tous les dérivés du pétrole, les alcools et... même l'eau distillée. Pour ces derniers, on procède en général par action d'un flotteur solidaire d'un ensemble bras-contact, cas de la jauge à essence sur une automobile ou encore, cas des jauges de niveau d'huile de carter moteur, par mesure de différence de température entre l'air et le liquide. On peut aussi employer un dispositif optique si on désire éviter tout contact matériel avec le liquide.

Dans la détection par présence ou absence de courant, il faut distinguer deux cas : emploi d'un générateur de courant continu ou d'un générateur alternatif.

Le premier cas, rappelé à la figure 1, présente l'avantage d'un coût réduit et d'une mise en œuvre simple. Ces principaux défauts sont dus d'une part à l'emploi d'une source continue qui risque à la longue de corroder une des électrodes (par électrolyse).

D'autre part, la résistance drain-grille ou grille-source — selon la détection de présence ou d'absence — dépend de la conductivité de la solution selon la règle bien connue du diviseur de tension (on peut en effet négliger l'effet de la partie réelle de l'impédance d'entrée du VMOS très élevée).

Par conséquent, si le pH de la solution varie, la résistance présentée entre les deux électrodes varie, et le point de fonctionnement varie aussi.

En utilisant un courant alternatif, on évite ces deux problèmes, c'est le procédé qui a été retenu avec le ULN 2429A dont nous allons maintenant détailler le fonctionnement.

Le circuit ULN 2429A

Il fait partie de la gamme des circuits Sprague développés pour l'industrie automobile, ce qui explique ses caractéristiques.

Le schéma interne est fourni en figure 2.

De gauche à droite, on distingue successivement :

- Un régulateur intégré constitué par Q_5 et la zener 7 V qui autorise un fonctionnement pour des tensions V_{cc} comprises entre 10 et 16 V. Le circuit, grâce à la diode d'entrée, supporte les inversions de polarité et résiste à des surten-

sions de 50 V pendant 10 μs et de 24 V pendant 1 heure à $T_A = 25^\circ C$.

- Un oscillateur qui comprend les transistors Q_6 , Q_2 et Q_1 et un condensateur externe entre les broches 5 et 7.
- Un détecteur élaboré autour de Q_3 et Q_4 .
- Enfin, un étage de puissance Darlington avec Q_7 , Q_8 qui permet d'attaquer des charges consommant jusqu'à 700 mA et qui peuvent être reliées à une tension auxiliaire de 30 V maximum.

Le circuit fonctionne dans une gamme de température ambiante allant de $-40^\circ C$ à $+85^\circ C$!

Le principe de fonctionnement est simple : le signal alternatif issu des broches 6 ou 8, suivant les schémas des figures 3 et 4, parvient ou non sur le détecteur ; et suivant le cas actionne ou non le Darlington de sortie et la charge.

L'oscillateur est constitué d'un trigger et d'un intégrateur de miller en cascade ; nous avons déjà traité de cette configuration dans les fiches techniques avec des amplis opérationnels ; la tension alternative est prélevée au niveau du trigger soit directement, soit par l'intermédiaire d'une résistance de référence de 18 k Ω .

Dans le cas d'un détecteur d'absence de liquide, on opte pour la figure 3, la résistance de 18 k Ω forme un diviseur de tension avec l'impédance de la solution, diviseur qui est relié à la broche 9, entrée du détecteur.

Dans le cas d'une détection de présence de liquide, le couplage est capacitif et la résistance de 18 k Ω est placée dans la branche basse du pont. Pourquoi 18 k Ω ? Parce que cette valeur est suffisamment forte vis-à-vis de l'impédance moyenne couramment rencontrée dans la plupart des solutions, notamment celle du liquide de refroidissement des radiateurs d'automobile ; elle est aussi faible vis-à-vis de l'impédance d'entrée du détecteur, à cause de la contre-réaction d'émetteur (270 Ω).

Le détecteur ne prend en compte que les alternances positives du signal.

On peut soit actionner la charge au rythme de la fréquence d'entrée, soit intégrer le signal par l'adjonction de condensateurs entre 11 et 12 et masse pour obtenir une tension continue.

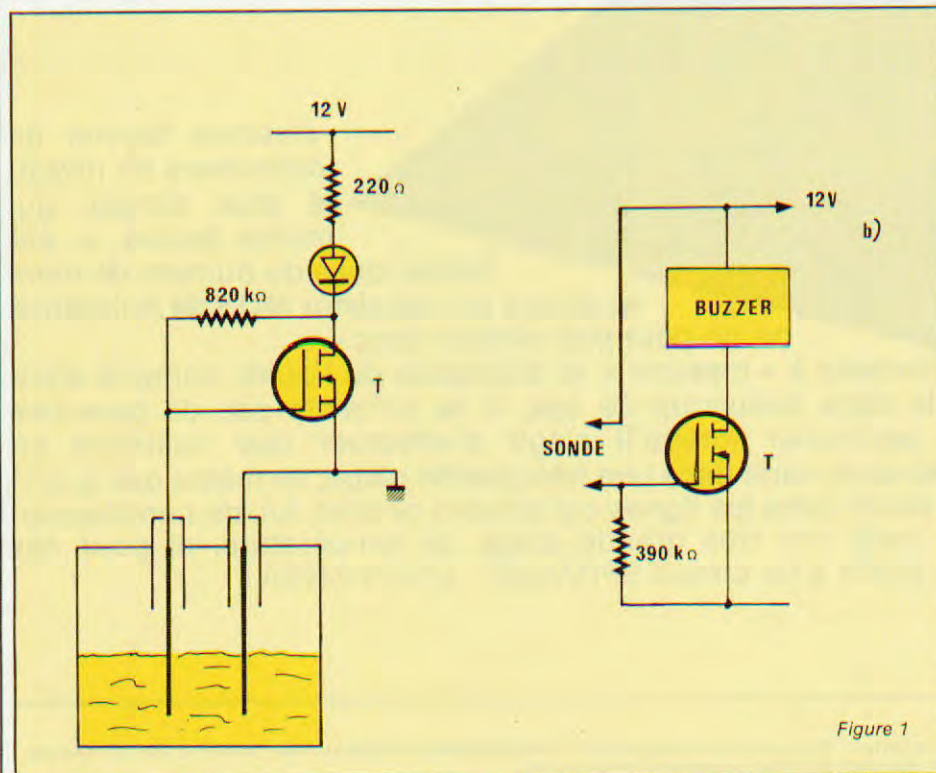


Figure 1

Figure 2

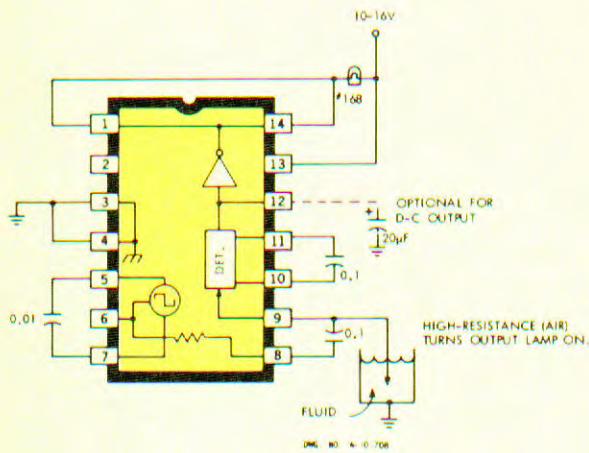
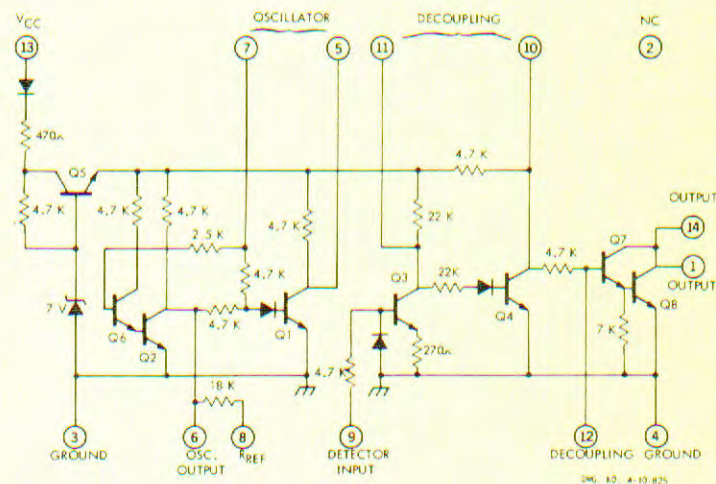


Figure 3

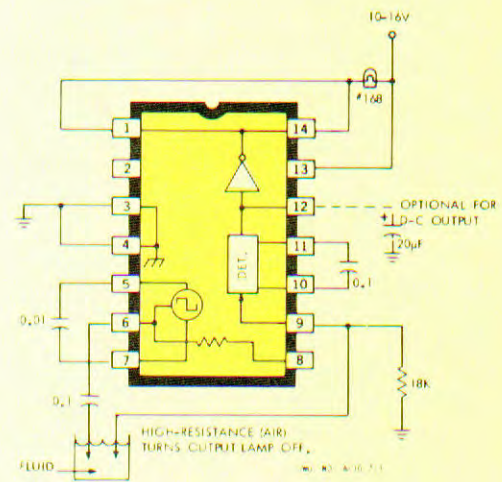


Figure 4

D'après nos essais, la relation qui lie la fréquence à la valeur de condensateur d'oscillation est la suivante :

$$f(\text{Hz}) = \frac{27.10^6}{C(\text{nF})}$$

ceci est vrai pour des capacités comprises entre 4,7 nF et 470 nF. La relation a été déterminée par relevé de mesures, en faisant une moyenne géométrique des résultats. La précision n'est pas de rigueur et la fréquence réelle dépendra de toute façon de la tolérance du condensateur utilisé.

Un exemple de réalisation

Le schéma de la figure 5 s'apparente à celui de la figure 3 et correspond à une détection de niveau minimum dans un vase d'expansion.

La fréquence de fonctionnement vaut 4 kHz avec $C_2 = 6,8 \text{ nF}$. C_3 et C_4 sont des condensateurs de liaison

choisis de façon à ne pas introduire d'atténuation notable à cette fréquence. Si on modifie la fréquence de travail, il y a lieu de changer aussi C_3 et C_4 , plus la fréquence diminue et plus C_3 et C_4 augmentent.

Le circuit imprimé de la figure 6 permet l'implantation de condensateurs de différentes valeurs à cet effet. Avec la fréquence choisie, il n'est pas nécessaire d'intégrer le signal détecté et par conséquent, les

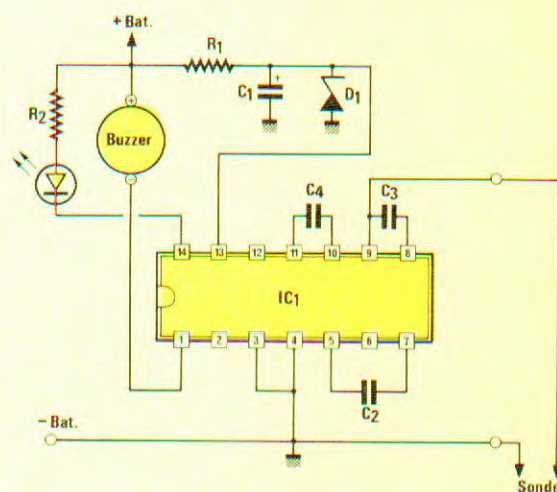
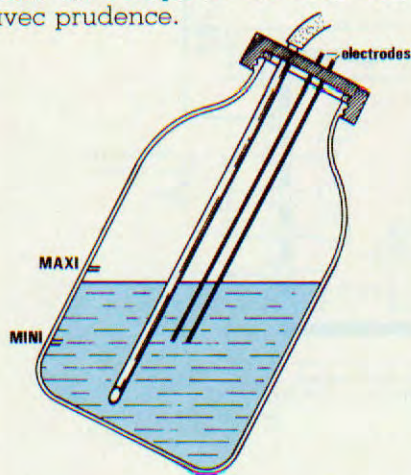


Figure 5

Réalisation

condensateurs de filtrage facultatifs ne figurent pas sur le circuit. Ceci permet d'obtenir une légère modulation du buzzer.

L'implantation de la figure 7 n'appelle pas de commentaires particuliers. Le seul problème n'est pas d'ordre électronique mais mécanique, il s'agit de la réalisation de la sonde car les vases d'expansion sont pressurisés. Bien que les gradients de pression soient faibles, il conviendra de ménager un passage étanche pour la sonde. On peut employer par exemple un câble à deux conducteurs dénudés sur 1 cm à l'extrémité qui plonge dans le liquide et colmater le trou à l'araldite. Nous laissons le soin à nos lecteurs bricoleurs de s'acquitter de cette tâche avec prudence.



Nomenclature

DU MONTAGE D'ESSAI DE LA FIGURE 5

Résistances 1/4 W 5 %

R₁ : 33 Ω
R₂ : 620 Ω

Condensateurs

C₁ : 22 μ F/63 V
C₂ : 6,8 nF, MKH
C₃ : 100 nF, MKH
C₄ : 100 nF, MKH

Semiconducteur

LED rouge
D₁ : Zener 18 V/400 mW

Circuit intégré

ULN 2429A Sprague

Divers

1 coffret MMP pucicoffre réf. 10P
1 interrupteur
1 buzzer Sonitron (2,5 kHz)

Figure 6

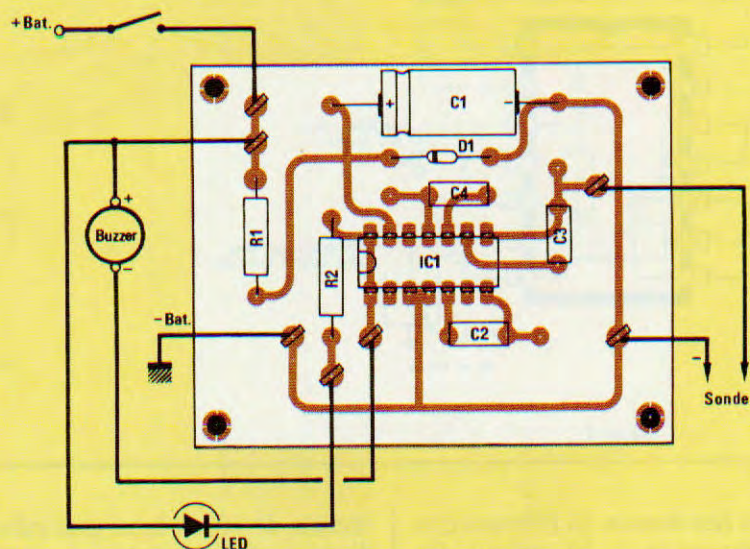
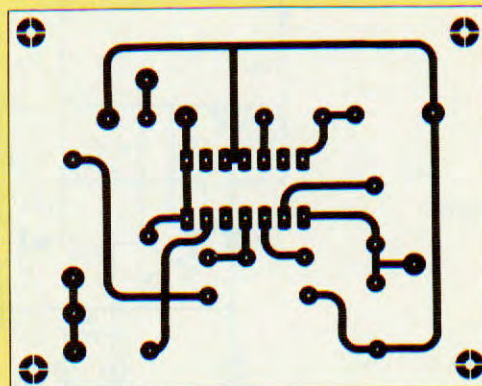
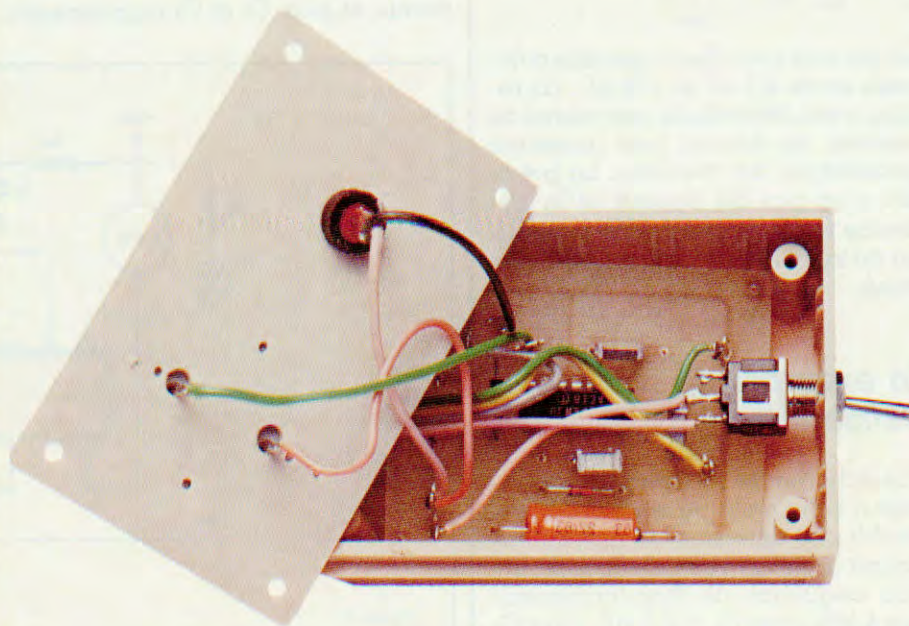
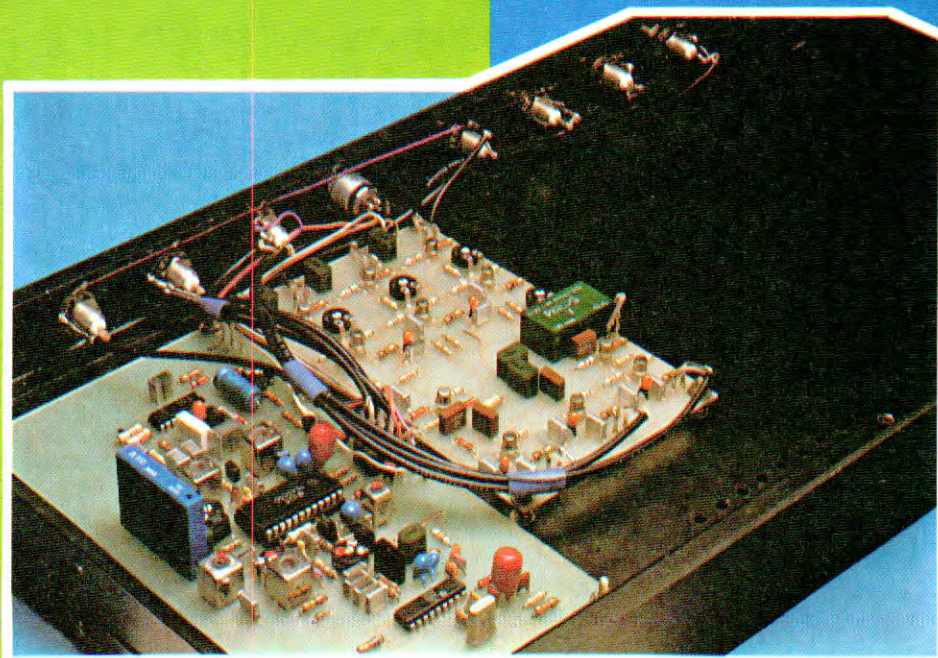


Figure 7



Systeme TV multistandard : Carte de dématricage R-Y, B-Y → R, V, B

Temps 
Difficulté 
Dépense 



Le décodeur PAL/SECAM décrit dans notre dernier article fournit les signaux R-Y et B-Y à partir du signal vidéocomposite Y. La carte électrique décrite dans le numéro 428 est donc juste suffisante pour transformer un moniteur couleur en récepteur TV si le moniteur accepte les entrées R-Y et B-Y. La plupart des moniteurs sont incapables d'interpréter les signaux de différence de couleurs mais acceptent simplement les signaux R, V, B.

Cet état de fait nous conduit donc tout naturellement à une carte de transcodage convertissant les signaux R-Y et B-Y en signaux R, V, B, synchro. Cet article constitue donc la dernière étape avant la description du moniteur couleur.

Le schéma synoptique de la carte que nous devons donc créer a été donné à la figure 24 dans le précédent numéro — page 40 —. Il s'agit donc pour la voie rouge d'une simple addition entre les signaux $E'_R - E'_Y$ et E'_Y . Le résultat est immédiat et donne E'_R . Pour la voie bleue, nous avons de la même manière une addition entre les signaux $E'_B - E'_Y$ et E'_Y qui donne E'_B . Pour la voie verte, le calcul n'est pas plus compliqué, en effet on a :

$$E'_V = 0,30 E'_R + 0,59 E'_V + 0,11 E'_Y$$

et la relation triviale :

$$E'_Y = 0,30 E'_Y + 0,59 E'_Y + 0,11 E'_Y$$

En soustrayant membre à membre ces deux équations, on obtient : $0 = 0,30 (E'_R - E'_Y) + 0,59 (E'_V - E'_Y) + 0,11 (E'_B - E'_Y)$.

Dans cette équation, nous connaissons $E'_R - E'_Y$ et $E'_B - E'_Y$ qui nous sont fournis par le décodeur et nous cherchons $E'_V - E'_Y$, il vient bien évidemment : $E'_V - E'_Y = -0,5085 (E'_R - E'_Y) - 0,1864 (E'_B - E'_Y)$.

Le signal vert est alors obtenu de

la même manière que précédemment : addition du signal $E'_V - E'_Y$ et E'_Y .

Le schéma de principe

Le schéma de principe de la carte de transcodage est représenté à la figure 1. On trouve en premier lieu trois étages d'entrée haute impédance de gain unité. Ces étages doivent obligatoirement prendre place à la sortie du décodeur PAL/SECAM : les sorties du décodeur ne

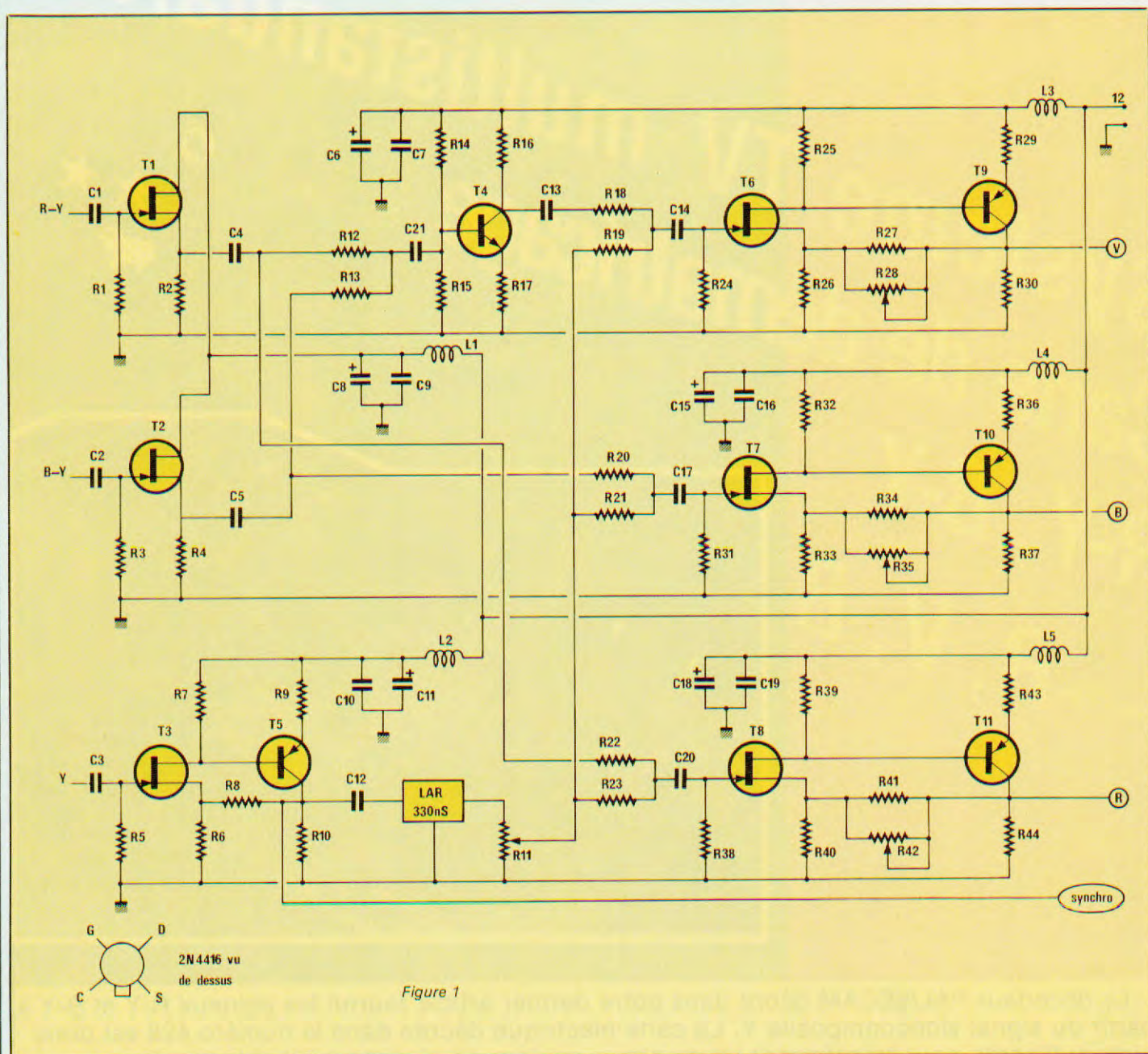


Figure 1

devant être que faiblement chargées.

Les résistances R_{12} et R_{13} associées à l'impédance d'entrée de l'amplificateur élaboré autour du transistor T_4 constituent le sommateur délivrant le signal $E'_V - E'_Y$. La phase de l'opération est rendue par le gain négatif de l'étage amplificateur (gain négatif ne signifiant pas gain inférieur à l'unité bien sûr). On est alors en présence des trois signaux : $E'_R - E'_Y$, $E'_V - E'_Y$ et $E'_B - E'_Y$. Trois additions suffisent alors pour extraire les signaux utiles E'_R , E'_B , E'_V .

Comme nous l'avons indiqué dans le précédent article, le signal de luminance doit être retardé, on trouve ainsi la justification de la présence de la ligne à retard entre l'entrée du

signal de luminance et l'entrée des additionneurs.

Les trois additionneurs sont rigoureusement identiques. Pour la voie verte, l'addition est réalisée par les résistances R_{18} et R_{19} , pour la voie bleue par R_{20} et R_{21} et pour la voie rouge par R_{22} et R_{23} . Les étages amplificateurs suivant la sommation ont un gain ajustable permettant l'équilibrage de chaque voie l'une par rapport à l'autre. Dans certains cas, le moniteur peut être équipé de potentiomètres d'entrée, alors les potentiomètres ajustables R_{28} , R_{35} et R_{45} seront purement et simplement supprimés. La liaison avec l'entrée du moniteur sera du type capacitif, étant en général inclus dans le moniteur, ont

été supprimés de la carte de transcodage pour ne pas faire double emploi.

Les circuits d'entrée construits autour des transistors 2N4416 ont un gain unité et une bande passante supérieure à 20 MHz, donc largement suffisante pour les signaux qui nous préoccupent. L'étage amplificateur constitué par les transistors T_3 et T_5 présente un gain voisin de 4. Le signal de sortie est aiguillé vers la sortie de synchronisation et vers la ligne à retard luminance de 330 ns. Le potentiomètre R_{11} permet de doser le signal de luminance et il agit donc comme un réglage de lumière et de saturation. Les potentiomètres R_{27} , R_{34} et R_{42} règlent le gain de chaque voie.

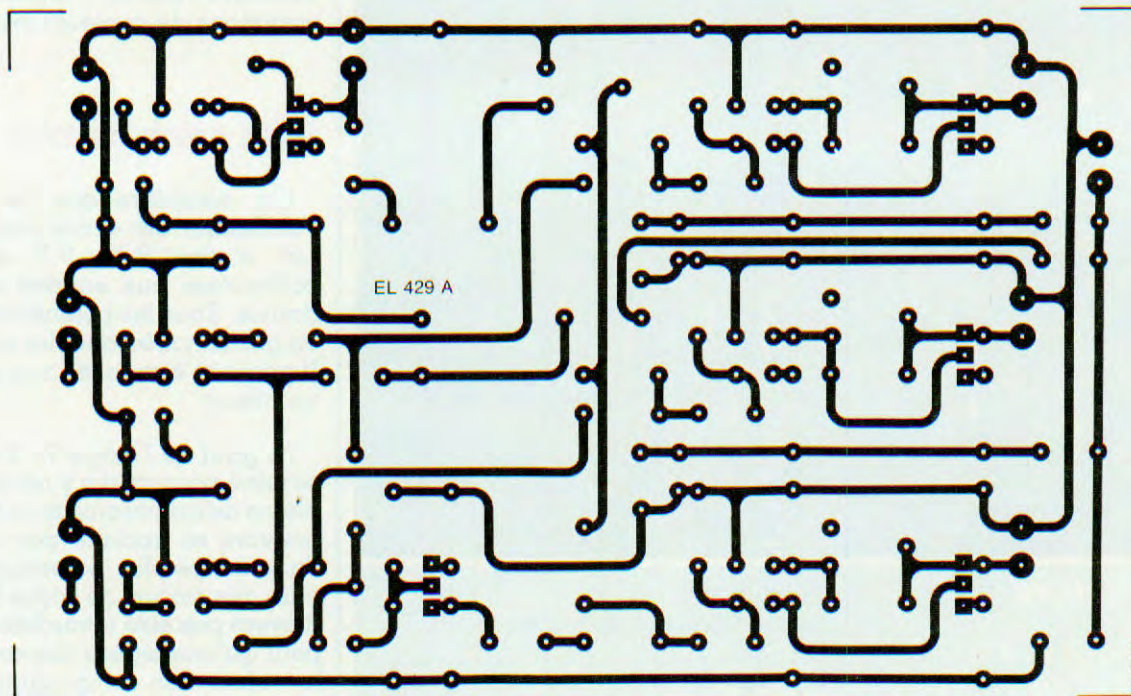


Figure 2

Réalisation pratique

Tous les composants du schéma de principe de la figure 1 ont été implantés sur une carte imprimée dont le tracé des pistes est représenté à la

figure 2 et l'implantation des composants à la figure 3. La réalisation de cette carte n'appelle aucun commentaire. Sauf erreur de câblage, d'orientation de composants, transistors, condensateurs, cette carte

fonctionne dès la mise sous tension ; même si les potentiomètres ne se trouvent pas dans la position optimale.

On notera de nombreuses cellules de découplage composées de selfs et

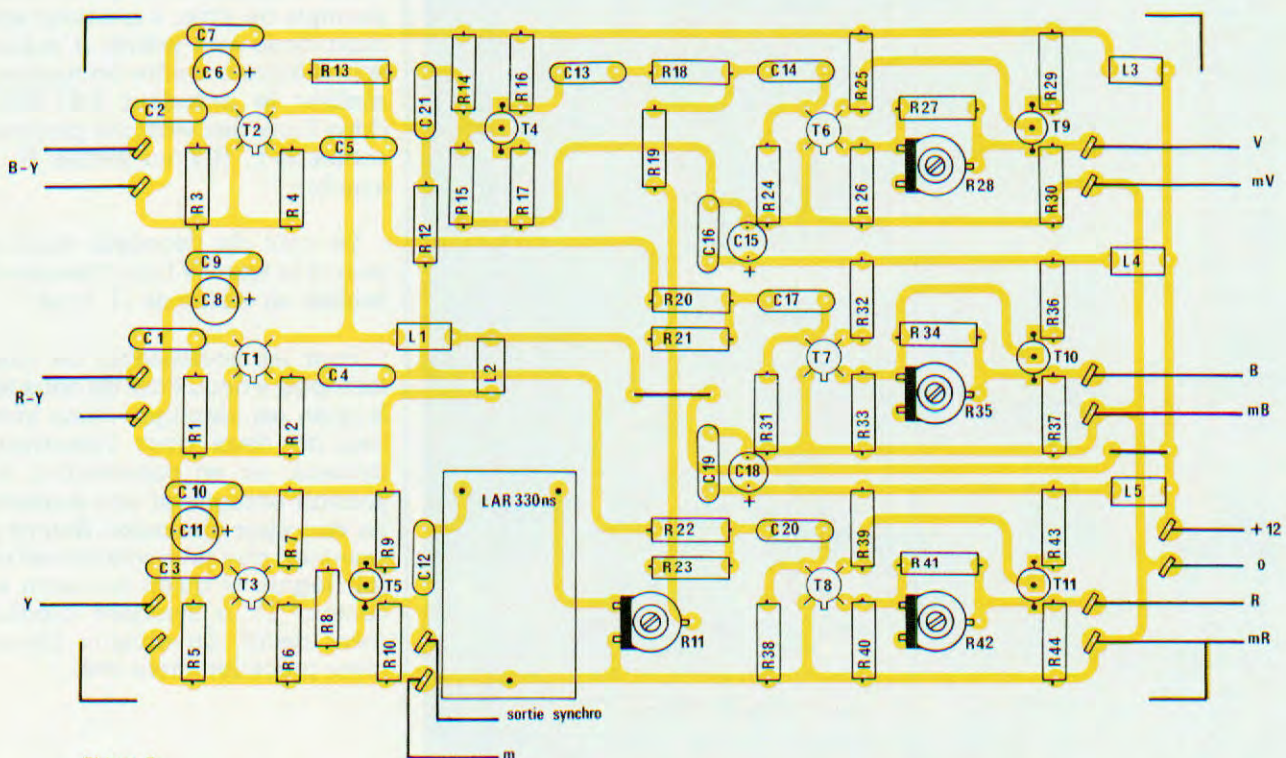
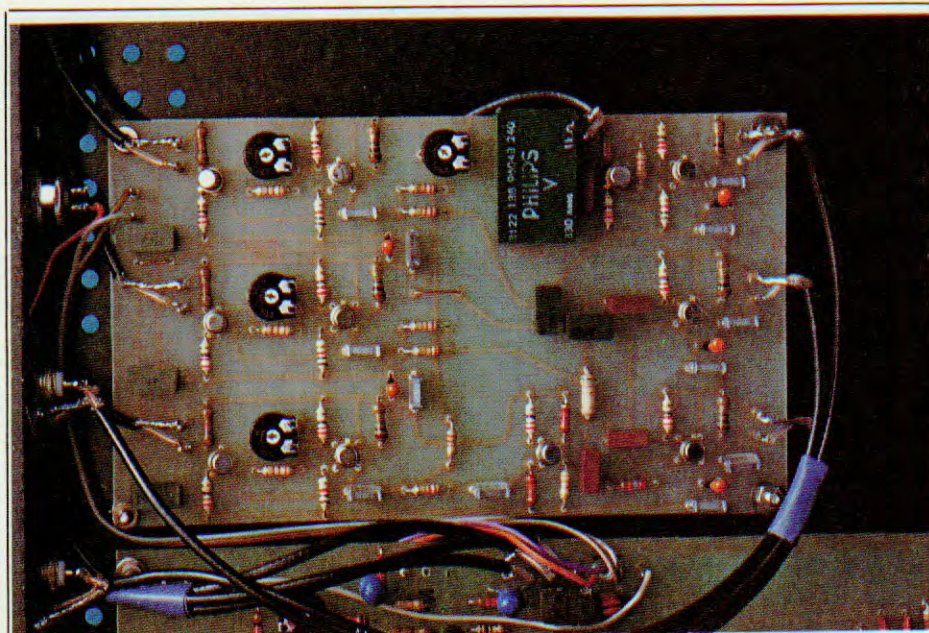


Figure 3



Nomenclature

Résistances 1/4 W, 5 %

R₁ : 1 MΩ
 R₂ : 220 Ω
 R₃ : 1 MΩ
 R₄ : 220 Ω
 R₅ : 1 MΩ
 R₆ : 220 Ω
 R₇ : 1 kΩ
 R₈ : 3,3 kΩ
 R₉ : 220 Ω
 R₁₀ : 1,5 kΩ
 R₁₁ : 1 kΩ, pot ajustable
 R₁₂ : 51 kΩ
 R₁₃ : 18 kΩ
 R₁₄ : 33 kΩ
 R₁₅ : 12 kΩ
 R₁₆ : 330 Ω
 R₁₇ : 220 Ω
 R₁₈ : 22 kΩ
 R₁₉ : 22 kΩ
 R₂₀ : 22 kΩ
 R₂₁ : 22 kΩ
 R₂₂ : 22 kΩ
 R₂₃ : 22 kΩ
 R₂₄ : 1 MΩ
 R₂₅ : 1 kΩ
 R₂₆ : 220 Ω
 R₂₇ : 3,3 kΩ
 R₂₈ : 4,7 kΩ, pot ajustable
 R₂₉ : 220 Ω
 R₃₀ : 1,5 kΩ
 R₃₁ : 1 MΩ
 R₃₂ : 1 kΩ
 R₃₃ : 220 Ω
 R₃₄ : 3,3 kΩ
 R₃₅ : 4,7 kΩ, pot ajustable
 R₃₆ : 220 Ω
 R₃₇ : 1,5 kΩ
 R₃₈ : 1 MΩ
 R₃₉ : 1 kΩ
 R₄₀ : 220 Ω

R₄₁ : 3,3 kΩ
 R₄₂ : 4,7 kΩ, pot ajustable
 R₄₃ : 220 Ω
 R₄₄ : 1,5 kΩ

Condensateurs

C₁ : 0,1 μF, MKH
 C₂ : 0,1 μF, MKH
 C₃ : 0,1 μF, MKH
 C₄ : 10 μF, 16 V
 C₅ : 10 μF, 16 V
 C₆ : 10 μF, 16 V
 C₇ : 0,1 μF, MKH
 C₈ : 10 μF, 16 V
 C₉ : 0,1 μF, MKH
 C₁₀ : 0,1 μF, MKH
 C₁₁ : 10 μF, 16 V
 C₁₂ : 10 μF, 16 V
 C₁₃ : 0,1 μF, MKH
 C₁₄ : 0,1 μF, MKH
 C₁₅ : 10 μF, 16 V
 C₁₆ : 0,1 μF, MKH
 C₁₇ : 0,1 μF, MKH
 C₁₈ : 10 μF, 16 V
 C₁₉ : 0,1 μF, MKH
 C₂₀ : 0,1 μF, MKH

Semiconducteurs

T₁ : 2N4416
 T₂ : 2N4416
 T₃ : 2N4416
 T₄ : BC237
 T₅ : BC179
 T₆ : 2N4416
 T₇ : 2N4416
 T₈ : 2N4416
 T₉ : BC179
 T₁₀ : BC179
 T₁₁ : BC179

Divers

LAR : DL330
 Ligne à retard 330 ns RTC
 L₁ à L₅ : 47 à 100 μH, TOKO, série 7BA

condensateurs destinées à minimiser la diaphotie — interférence d'une voie sur l'autre se traduisant par des variations de couleurs parasites —.

Mise sous tension

On considère que le décodeur Pal/Secam est correctement réglé. Les sorties R-Y, B-Y et Y sont connectées aux entrées correspondantes. Tous les potentiomètres sont en position médiane, les sorties R, V, B peuvent être reliés aux entrées du moniteur.

Le gain de l'étage T₃, T₅ a été déterminé pour qu'il n'y ait aucun problème de synchronisation de l'image pouvant se traduire par des sauts. En principe, les potentiomètres de gain des étages de sortie R, V, B ne doivent pas être retouchés mais il se peut qu'une légère dispersion dans la valeur des composants entraîne une légère dérive. On réglera alors le gain soit avec une mire TDF soit avec une émission noir et blanc en cherchant une « image grise ».

Conclusion

Le coût de l'ensemble décodeur PAL/SECAM devra être comparé à la redevance TV. En effet, les moniteurs couleurs sont (pour l'instant) exempts de taxe. L'amateur éclairé aura donc tout intérêt à échanger son téléviseur contre un moniteur et réaliser le décodeur PAL/SECAM dans l'une des versions proposées : sorties B-Y, R-Y ou sorties R, V, B synchro.

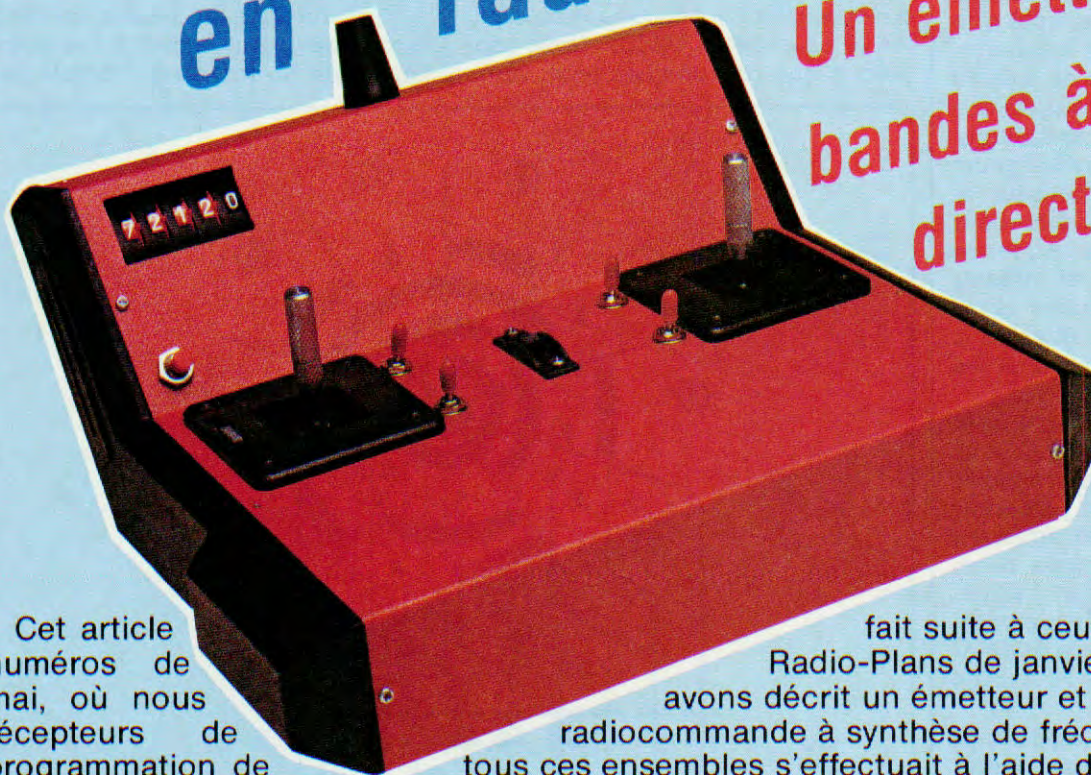
Le coût du décodeur étant inférieur à la taxe TV l'amortissement est réalisé en moins de 12 mois !

Pour les possesseurs de magnétoscopes, s'acquittant de deux taxes, le gain est identique : une taxe au lieu de deux avec l'inconvénient (mineur, on en conviendra) de ne pouvoir enregistrer une émission et en visualiser une autre. Notons pour terminer, que cette solution est tout à fait légale et qu'en réalisant le récepteur TV à synthèse précédemment décrit, on élimine l'inconvénient précédemment cité.



Synthèse de fréquence en radiocommande

Un émetteur toutes
bandes à affichage
direct par roues
codeuses



Cet article
numéros de
mai, où nous
récepteurs de
programmation de
DIL mettant aux deux
niveaux logiques 0 ou 1, les 14 broches d'un synthétiseur de
fréquence MC 145151 de MOTOROLA.

fait suite à ceux parus dans les
Radio-Plans de janvier, mars, avril et
avons décrit un émetteur et plusieurs
radiocommande à synthèse de fréquence ; la

tous ces ensembles s'effectuait à l'aide de commutateurs

Comme nous l'avons annoncé, nous présentons aujourd'hui un système plus élaboré permettant d'afficher directement en nombre décimal la fréquence souhaitée ; par exemple, en affichant 72125 à l'émission, sur 5 roues codeuses, l'émetteur enverra du 72,125 MHz : il n'y aura plus d'erreur dans la manipulation des commutateurs DIL et il n'y aura plus de tableau indicateur à coller à l'intérieur de l'émetteur ; le système est évidemment trop lourd et encombrant pour être monté sur le récepteur embarqué sur un avion et pour ceux-ci nous garderons les commutateurs DIL, sachant en effet de manière certaine que l'émetteur est bien calé sur 72125, on saura également que si le récepteur ne marche pas, c'est qu'il est, lui seul, mal programmé.

Notre système permet de couvrir les bandes suivantes :

- de 26 000 à 27 995 kHz — on sait que la Fédération Française d'Aéro-Modélisme, FFAM, vient d'obtenir des PTT l'autorisation d'utiliser les fréquences allant de 26 815 à 26 905 pour compenser la bande 26 970-27 500 envahie par les cibistes —,
- de 35 000 à 35 995 kHz (pour les modélistes appelés à se déplacer en Allemagne),
- de 40 000 à 40 995 kHz (pour les modélistes appelés à se déplacer en Allemagne),
- de 41 000 à 41 200 kHz,
- de 71 500 à 72 500 kHz.

S'il est en effet interdit d'émettre sur une fréquence non autorisée dans un pays, il est très utile, pour travailler en chambre et faire les réglages, de posséder un générateur de fréquences images de celles que l'on peut rencontrer sur le terrain ; en outre notre système peut avoir d'autres applications comme celle par exemple de « mouchard de terrain » : connecté à un récepteur R/C, il permettrait de savoir si telle fréquence principale et ses fréquences images sont libres, occupées ou brouillées, avec un sondage très rapide à l'aide des roues codeuses.

Enfin, nous nous sommes arrangés pour que la programmation de notre système soit aussi souple que possible : on sait si l'on a lu les articles sur le MC 145151 qu'en faisant varier le quartz d'oscillateur, le pas de référence, les diviseurs-multiplieurs ou les étages mélangeurs placés entre VCO, synthétiseur et étages HF, il existe de nombreuses solutions pour obtenir une fréquence synthétisée déterminée et obtenir que cette fréquence s'insère dans une suite de fréquences étagées à volonté (en R/C nous étagerons les fréquences de 5 en 5 kHz).

Pour ne pas frustrer nos lecteurs et ménager leur porte-monnaie, nous nous sommes également imposés comme contrainte de leur présenter une extension du module émission sans changer les composants chers déjà achetés (synthétiseur 145151, quartz 10240 et 20 480 kHz résonant en fréquence fondamentale et différents types de pots blindés HF faciles à approvisionner).

En contrepartie, notre article suppose que le 145151 est archi-connu de nos lecteurs.

Bref, après ces préliminaires, passons au vif du sujet !

Définition du problème

Compte tenu des limites d'utilisation du 145151, savoir :

- fréquence d'entrée et fréquence d'oscillateur limitées à 35 MHz,
- diviseurs de pas peu nombreux (8, 128, 256, 512, 1 024, 2 048, 2 410, 8 192),
- diviseur de fréquence limité au nombre $N = 16\,383 = 2^{14} - 1$,
- toutes broches de programmation connectées à la tension positive par des résistances internes de forte valeur.

Il s'agit de gérer à l'aide de 5 roues codeuses décimales codées binaire, les 14 broches du 145151. Nous rappelons que ces broches sont, dans

l'ordre des puissances décroissantes de 2 : 23, 22, 25, 24, 20, 19, 18, 17, 16, 15, 14, 13, 12, 11.

Avant de voir quelles solutions donner au problème, il convient d'examiner comment est constituée une roue codeuse et comment on peut l'employer.

Roue codeuse décimale codée binaire

La figure 1 donne le schéma d'une roue codeuse de type MW 1248 donnant un codage binaire normal et un codage binaire complémenté.

Pivotant dans un châssis, une roue circulaire graduée de 0 à 9 entraîne une sorte de rateau à 5 balais frot-

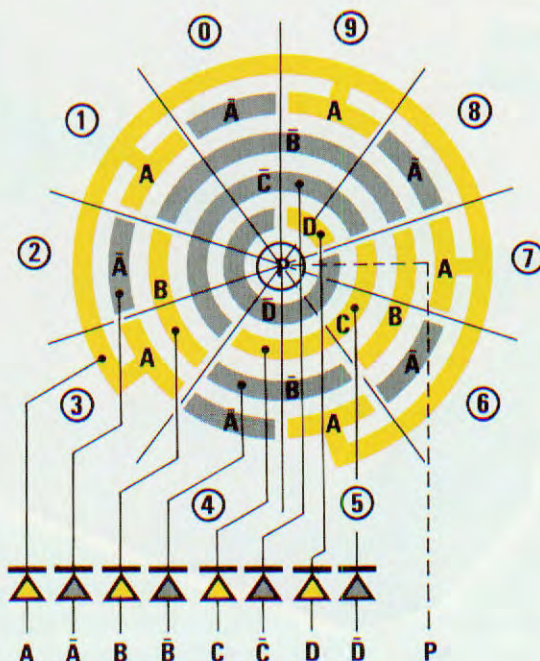


Figure 1 - Vue interne d'une roue codeuse.



Est ce que
PENTA 13 est ouvert
au mois d'août ?



tant respectivement sur le rond central (P) et les secteurs cuivrés ménagés sur un circuit imprimé selon 4 anneaux concentriques ; tous les secteurs A et $\bar{A}$ de l'anneau extérieur sont reliés entre eux et à deux broches de la roue que nous appellerons A et $\bar{A}$; de même tous les secteurs B et $\bar{B}$ sont reliés entre eux et à deux broches que nous appellerons B et $\bar{B}$; pour les 2 autres anneaux de la roue on aboutit respectivement aux broches C et $\bar{C}$, D et $\bar{D}$; le rond central est relié à la broche de polarité (P) de la roue.

Si l'on met à la masse cette broche P et que les broches ABCD et $\bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D}$ sont tirées par des résistances de quelque 10 k Ω vers le POSITIF, les tables de vérité donnent

$\bar{D}\bar{C}\bar{B}\bar{A}$	DCBA
0000 pour 0	1111 pour 0
0001 pour 1	1110 pour 1
0010 pour 2	1101 pour 2
0011 pour 3	1100 pour 3
0100 pour 4	1011 pour 4
0101 pour 5	1010 pour 5
0110 pour 6	1001 pour 6
0111 pour 7	1000 pour 7
1000 pour 8	0111 pour 8
1001 pour 9	0110 pour 9

en d'autres termes on a le codage binaire normal aux broches $\bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D}$ et le binaire complémenté en ABCD.

Si l'on met au positif la broche P de la roue codeuse et que les broches ABCD et $\bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D}$ sont tirées par des résistances de quelque 10 k Ω vers la masse, on obtiendra le résultat inverse : aux broches ABCD on aura le binaire normal, aux broches $\bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D}$ on aura le complémenté.

Comme le 145151 possède des résistances internes liées au positif pour ses broches de programmation qui seront directement reliées à certaines des broches des roues codeuses, nous serons donc obligés pour être cohérents de relier tous les ronds centraux des roues à la masse et d'employer les sorties $\bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D}$ des roues.

Quelques remarques maintenant sur l'emploi de ces roues :

— lorsque l'on met deux roues en œuvre pour dépasser 9 et aller jusqu'à 99 il faut une horloge et un compteur décimal-binaire pour que la suite des nombres décimaux corresponde à la suite logique des nombres binaires : en effet, en faisant 10 après avoir fait 09 sur les roues, les 8 broches des 2 roues passent de 00001001 à 00010000 ; dans la suite logique binaire on n'a donc pu

atteindre les valeurs 00001010, 00001011, 00001100, 00001101, 00001110 et 00001111 et le 10 décimal affiché correspondra donc à la valeur 16 ; chaque fois que l'on tourne d'un cran la roue des dizaines, on ignore 7 valeurs de la suite binaire : si l'on met une troisième roue pour les centaines (décimales), on oubliera de la même façon 103 valeurs de ladite suite, chaque fois que l'on passera un cran de la troisième roue.

Pour ne pas alourdir notre système, nous n'avons voulu ni d'horloge ni de compteur ; nous tournerons d'une autre manière les difficultés dues au décalage.

— Notre cinquième roue codeuse ne sert en fait qu'à différencier le 0 et le 5, c'est-à-dire à faire franchir un pas de 5 kHz à l'intérieur de la dizaine de kHz sélectionnée par la quatrième roue : elle ne peut avoir d'action par sa broche A que sur la broche 11 du 145151 correspondant à 2° ; on la remplacera éventuellement par un simple interrupteur reliant ou non la broche 11 à la masse.

— Aux broches A de nos roues, nous avons toujours un 0 logique, lorsque le chiffre affiché sur la roue est pair, et toujours un 1 logique, lorsque ce chiffre affiché est impair ; nous savons donc que l'information issue de la broche A de notre quatrième roue permet d'attaquer directement la broche 12 du 145151 ; où l'on a une suite de chiffres pairs et impairs.

— Aux broches B des roues, on a toujours un 0 logique pour 0, 1, 4, 5, 8, 9 et un 1 logique pour 2, 3, 6, 7 ; en combinant cette information avec l'information pair-impair décrite plus haut, on pourra gérer la broche 13 du 145151 ; nous verrons plus loin comment.

Malheureusement on ne peut aller beaucoup plus loin dans la gestion directe des broches du 145151 par les roues codeuses car intervient maintenant le décalage déjà évoqué ; c'est là que nous intercalons une mémoire EPROM dont nous allons donner la description.

Principe de l'affichage mémorisé

La figure 2 donne le schéma de principe de notre système d'affichage.

Une mémoire morte effaçable et reprogrammable : EPROM ou UV-PROM est intercalée entre les roues

codeuses et le 145151 ; on sait qu'une telle mémoire comporte un certain nombre d'adresses (ici 2 048 adresses) où l'on peut programmer des informations logiques 0 ou 1 affectées aux sorties de l'EPROM (ici 8 sorties) ; cette mémoire est attaquée par 3 des 5 roues codeuses qui sélectionnent les adresses : à l'adresse sélectionnée devra se trouver la programmation des 8 broches du 145151 gérées par les huit sorties de l'EPROM. Donnons un exemple :

Nous affichons aux roues codeuses 72 125 kHz pour obtenir au 145151 un nombre $N = 72\,125\text{ kHz} / 5\text{ kHz}$.

L'EPROM est attaquée par les 3 roues du centre donnant 212 en décimal.

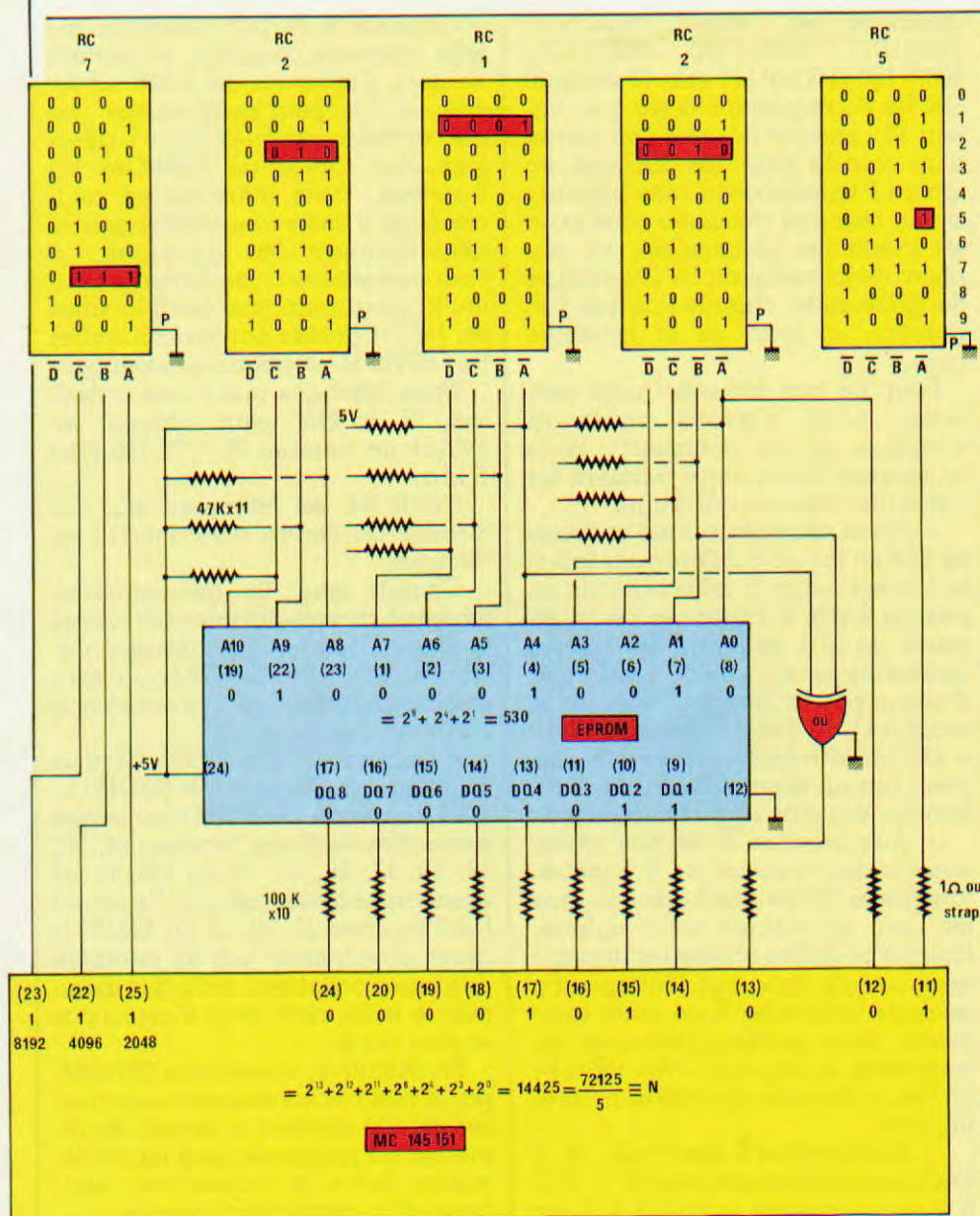
Compte tenu des décalages effectués à chaque dizaine et à chaque centaine, c'est en fait l'adresse décimale 0530 de l'EPROM qui sera sélectionnée par les 3 roues et non l'adresse décimale 212.

A l'adresse 0530 de l'EPROM nous aurons programmé 8 bits 00001011 ; les 8 sorties de l'EPROM connectées respectivement aux broches 24, 20, 19, 18, 17, 16, 15, 14 du 145151 les asserviront à ces valeurs. Resteront les 3 broches 23, 22, 25 du 145151 à gérer directement par la première des roues codeuses, celle des dizaines de mille, dont nous n'avons pas encore parlé.

En définitive, la mémoire EPROM, par le nombre considérable d'adresses qu'elle contient a permis de remédier au problème posé par le décalage entre la numération décimale et la numération binaire.

Il n'existe pas d'EPROM possédant au moins 12 sorties et plus de 100 000 adresses, mais il est possible de mettre en batterie deux EPROM de 2 048 octets pour gérer les 14 broches ; si la première EPROM est attelée aux trois premières roues, on sélectionne facilement toutes les adresses nécessaires : par exemple en composant 72 500 qui est la fréquence la plus élevée accordée aux modélistes, on aurait l'adresse 1829 ; la deuxième EPROM serait utilisée pour gérer les 6 dernières broches du synthétiseur où une centaine d'adresses seulement serait employée : mais le système serait plus cher, consommerait beaucoup trop d'énergie sur les batteries et serait moins souple d'emploi : en effet, lorsque l'on attaque directement les broches de poids le plus élevé du 145151 à l'aide de la première roue codeuse, on peut, suivant les branchements effectués, changer le

Réalisation



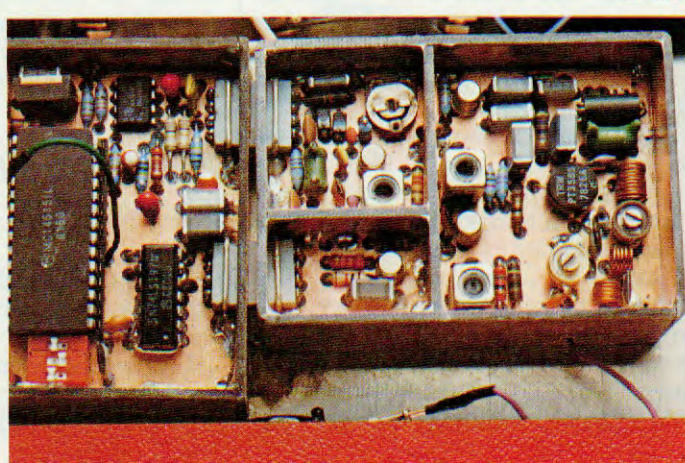
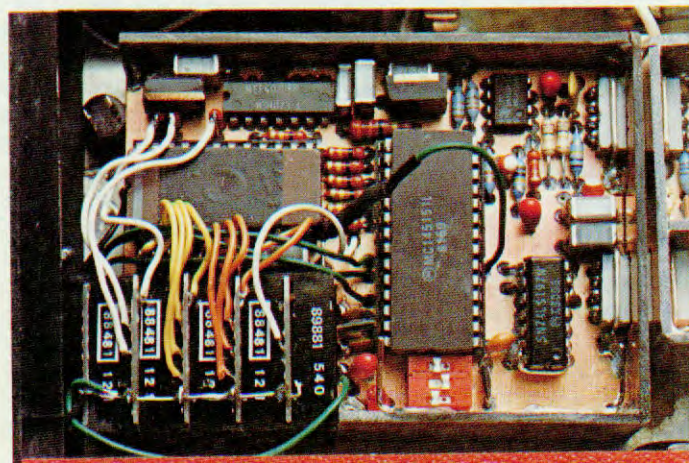
36 MHz, on est obligé soit d'avoir un diviseur par 2 entre VCO et SYNTHÉ, soit d'avoir un doubleur entre VCO et étages HF, ce qui impose un pas de 2,5 kHz au niveau du synthétiseur pour avoir un pas final de 5 kHz ; mais N ne change pas puisque $N = 36\,062,5/2,5 = 14\,425$; il en va de même si l'on décide de faire travailler le synthé en 18 MHz : il faudra un diviseur par 4 ou un étage quadrupleur ; au niveau du synthé on aura un pas de 1,25 kHz et $N = 18\,031,25/1,25 = 14\,425$.

Si maintenant on emploie, au lieu de diviseurs et multiplicateurs (servant à abaisser la fréquence d'émission à celle acceptée par le synthé), un étage mélangeur (servant de la même manière à abaisser d'une quantité constante la fréquence d'émission), on pourra utiliser la même programmation d'EPROM. En effet, 14 425 se traduit en binaire par 11100001011001 : c'est seulement après le troisième 1 qu'intervient la programmation de l'EPROM puisqu'elle commence à gérer à partir de la broche 24 du 145151 ; si au lieu de donner 111, la première roue (qui s'occupe des broches 23, 22, 25 ayant respectivement les poids 8 192, 4 096, 2 048) donne seulement 001, on aura décalé toute la programmation d'une quantité égale à $8\,192 + 4\,096 \times 5 = 61\,440$ kHz, il suffit d'avoir un quartz de cette valeur au niveau du mélangeur pour abaisser à 10 685 kHz la fréquence que devra digérer le synthé ; de même l'adresse et la programmation EPROM resteront inchangées si la première roue codeuse donne 010 : le décalage sera de $8\,192 + 2\,048 \times 5 = 51\,200$ kHz et le synthé pourra travailler à 20 925 kHz ; on pourra même aller à la limite des possibilités du 145151 en donnant au mélangeur (ou down-mixer) une fréquence de 40 960 kHz et en faisant donner par la première roue la combinaison 011 correspondant à $8\,192 \times 5 = 40\,960$.

nombre N dans des conditions très intéressantes.

En reprenant l'exemple cité plus haut, si l'on affiche 72 125 aux roues, on devra avoir un nombre $N = 14\,425$ codant les différentes broches

du 145151 ; le nombre 14 425 s'obtient en divisant la fréquence par le pas : si le synthé pouvait travailler en 72 MHz, pour un pas final de 5 kHz, on aurait $N = 72\,125/5 = 14\,425$; si le synthé travaille en



Réalisation

Ces explications un peu pointues montrent comment avec une seule EPROM on peut conserver une certaine souplesse au système, alors qu'avec une gestion complète de toutes les broches du 145151 par une batterie d'EPROM, nous aurions abouti à un système figé dans les diviseurs ou multiplicateurs ou à un système programmé autrement ne tolérant qu'une fréquence de mélange pour une bande de fréquence donnée.

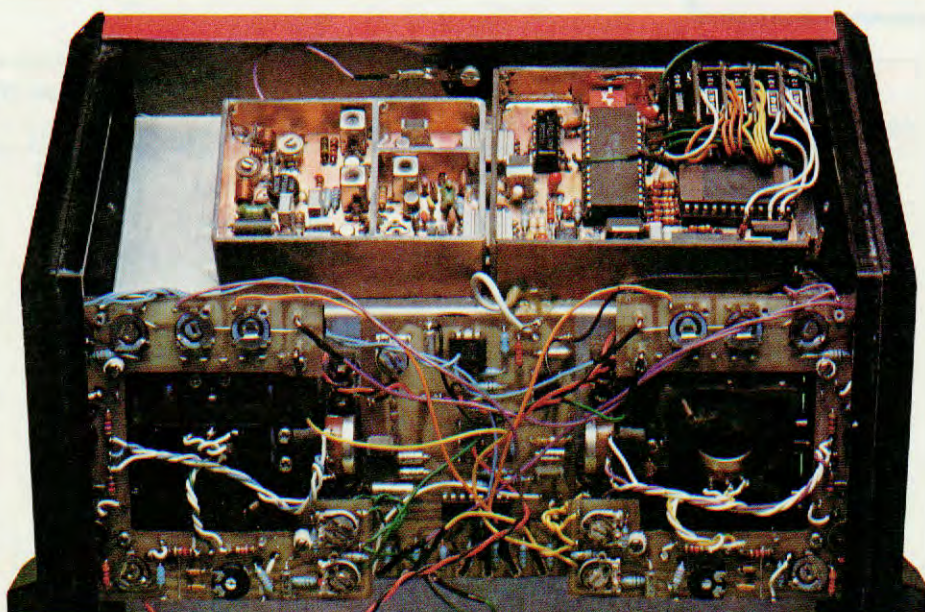
Description de l'EPROM

Dans le numéro Radio-Plans N° 424 de mars 1983, outre le module réception R/C dont nous avons parlé plus haut, figure un programmeur d'EPROM ; en le consultant vous saurez tout sur l'EPROM et sur sa programmation ; aussi nous ne vous donnons en **figure 3** que le brochage adopté par tous les constructeurs sur les EPROM de 2 048 octets ; pour notre application R/C, l'EPROM doit être mise en configuration lecture (broche 20 = G à 0, broche 18 = E/PROG à 0 et broche 21 = V_{pp} à 5 volts), 5 volts étant la tension requise pour toutes les EPROM, y compris celles qui sont en technologie CMOS ; à cet égard pour notre application R/C nous employerons une des seules EPROM de technologie CMOS disponible sur le marché : la 27 C 16 de National Semi-Conducteur dont la consommation est moitié moindre que celle des EPROM de technologie TTL que l'on trouve partout, mais atteint néanmoins 30 milliampères en configuration lecture permanente.

La programmation des adresses de l'EPROM

En utilisant les 3 roues codeuses RC₂, RC₃, RC₄, on programmera le contenu de l'EPROM aux adresses correspondant à l'organisation suivante :

roues codeuses 2, 3, 4	Bande 40 MHz
pour 4 000	0 on aura l'adresse 0000
pour 4 001	0 on aura l'adresse 0001
pour 4 002	0 on aura l'adresse 0002
pour 4 003	0 on aura l'adresse 0003
pour 4 009	0 on aura l'adresse 0009
pour 4 010	0 on aura l'adresse 0016
pour 4 011	0 on aura l'adresse 0017
pour 4 022	0 on aura l'adresse 0034
pour 4 099	0 on aura l'adresse 0153
pour 4 100	0 on aura l'adresse 0256
pour 4 101	0 on aura l'adresse 0257
pour 4 120	0 on aura l'adresse 0288



Bande 72 MHz			
pour 7	150	0 on aura l'adresse	0336
pour 7	151	0 on aura l'adresse	0337
pour 7	199	0 on aura l'adresse	0409
pour 7	200	0 on aura l'adresse	0512
pour 7	250	0 on aura l'adresse	0592
Bande 35 MHz			
pour 3	500	0 on aura l'adresse	1280
pour 3	501	0 on aura l'adresse	1281
pour 3	540	0 on aura l'adresse	1344
pour 3	599	0 on aura l'adresse	1433

Bande 27 MHz			
pour 2	600	0 on aura l'adresse	1536
pour 2	601	0 on aura l'adresse	1537
pour 2	699	0 on aura l'adresse	1689
pour 2	700	0 on aura l'adresse	1792
pour 2	750	0 on aura l'adresse	1872
pour 2	799	0 on aura l'adresse	1945

Les chiffres en gras correspondent à l'affichage sur les roues codeuses 2, 3, 4 respectivement si on affecte l'indice 1 à la roue donnant les dizaines de mille, 2 à celle affichant les milliers...

Ne jamais connecter ou déconnecter de son support si le circuit est sous tension.

Entrée A (adresses)
Sortie D (données)

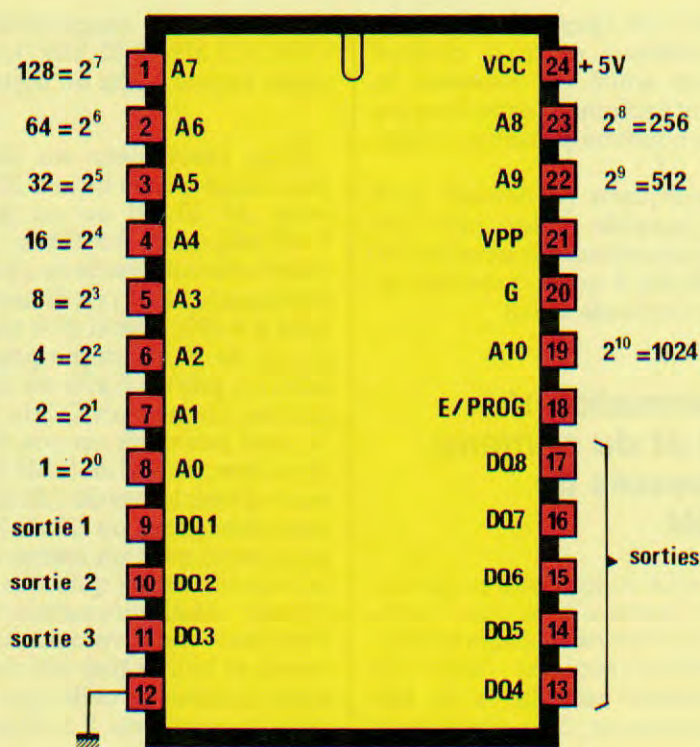


Figure 3 - Brochage de l'EPROM 2716 ou 27C16.

fréquences	adresse EPROM	N	Broches gérées par EPROM													
			23	22	25	24	20	19	18	17	16	15	14	13	12	11
40000	0000	8000	0	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0
40005	0000	8001	0	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	1
40010	0001	8002	0	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	0
40015	0001	8003	0	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1
40020	0002	8004	0	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0	0
40025	0002	8005	0	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0	1
40030	0003	8006	0	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1	0
40040	0004	8008	0	1	1	1	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0
40050	0005	8010	0	1	1	1	1	1	0	1	0	0	1	0	1	0
40060	0006	8012	0	1	1	1	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0
40080	0008	8016	0	1	1	1	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0
40090	0009	8018	0	1	1	1	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0
40100	0016	8020	0	1	1	1	1	1	0	1	0	1	0	1	0	0
40955	0149	8191	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
40960	0150	8192	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
40965	0151	8193	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
41000	0256	8200	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
41200	0288	8240	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0
71500	0336	14300	1	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	0	0
71675	0359	14335	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
71680	0360	14336	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
72000	0512	14400	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
72125	0530	14425	1	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	1
72500	0592	14500	1	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0
35000	1280	7000	0	1	1	0	1	1	0	1	0	1	1	0	0	0
35200	1312	7040	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
35825	1411	7167	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
35840	1412	7168	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
35995	1433	7199	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1
26000	1536	5200	0	1	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0
26500	1616	5300	0	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0
27000	1792	5400	0	1	0	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0
27500	1872	5500	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	0	0
27995	1945	5599	0	1	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1

Si vous voulez vous amuser à compléter les blancs, il faudra 3 mètres de papier !
...qui occupent une place de moins de quelques mm² dans l'EPROM !

Sachant qu'à chaque dizaine on saute 7 adresses et qu'à chaque centaine on saute 103 adresses, le lecteur peut facilement compléter les blancs du canevas présenté ci-dessus.

On remarquera également qu'il n'est pas possible d'aller plus loin dans la transposition car lorsque l'on affiche 800 aux 3 roues codeuses on tombe sur l'adresse 2 048.

Programmation du 145151 et du contenu des adresses de l'EPROM

Nous avons conçu cette programmation de manière à ce que l'incrémentement comporte toujours le franchissement d'un seul pas ; ainsi, que le synthétiseur travaille à la fréquence d'émission, à sa moitié ou à son quart, on aura toujours le même nombre N pour une même fréquence, bien que le pas au niveau

du synthé soit respectivement de 5 kHz, 2,5 kHz, 1,25 kHz donnant de toutes façons 5 kHz en sortie HF.

Pour l'oscillateur du 145151, on peut employer le quartz 20 480 kHz, celui de 10 240 ou un quartz de 5 120 kHz ou de 2 560 kHz ; il faudra aussi tenir compte de ce qu'il n'existe pas dans le 145151 de diviseur de pas égal à 4 096, c'est-à-dire qu'avec un quartz de 20 480 on ne peut pas obtenir un pas de 5 kHz au niveau du synthé, qu'avec un QZ de 10 240 on ne peut pas avoir un pas de 2,5 kHz et qu'avec un QZ de 5 120 kHz on ne peut obtenir le pas de 1,25 kHz, il faut donc descendre au QZ de 2,56 MHz, pour avoir avec un même QZ toutes les combinaisons qui nous conviendraient. Malheureusement à cette fréquence relativement basse les quartz et leur boîtier ont des dimensions doubles de celle que l'on peut avoir à partir de 3,5 MHz. Finalement, nous avons retenu le quartz de 10 240, qui permet d'utiliser les pas de 5 kHz et de 1,25 kHz en prenant

les diviseurs de référence 2 048 et 8 192.

Dans toutes les bandes, on obtiendra donc le nombre N en divisant par 5 la fréquence affichée aux roues codeuses.

Le tableau ci-dessus donne un échantillon de certaines valeurs typiques de N et des niveaux 0 ou 1 qui devront en conséquence se retrouver aux 14 broches du 145151, soit par l'action directe des roues codeuses soit par l'action de l'EPROM.

Action directe des roues codeuses sur le 145151

La figure 2 donne le schéma de raccordement des roues codeuses.

— On a déjà vu que RCs jouait seulement le rôle d'interrupteur et ne pouvait agir que sur la broche 11 du synthé : pour différencier 0 de 5 on connectera la broche 11 à une des broches A ou C de RCs, sur la roue on pourra effacer tous les chiffres autres que 0 et 5 pour ne pas avoir de confusion.

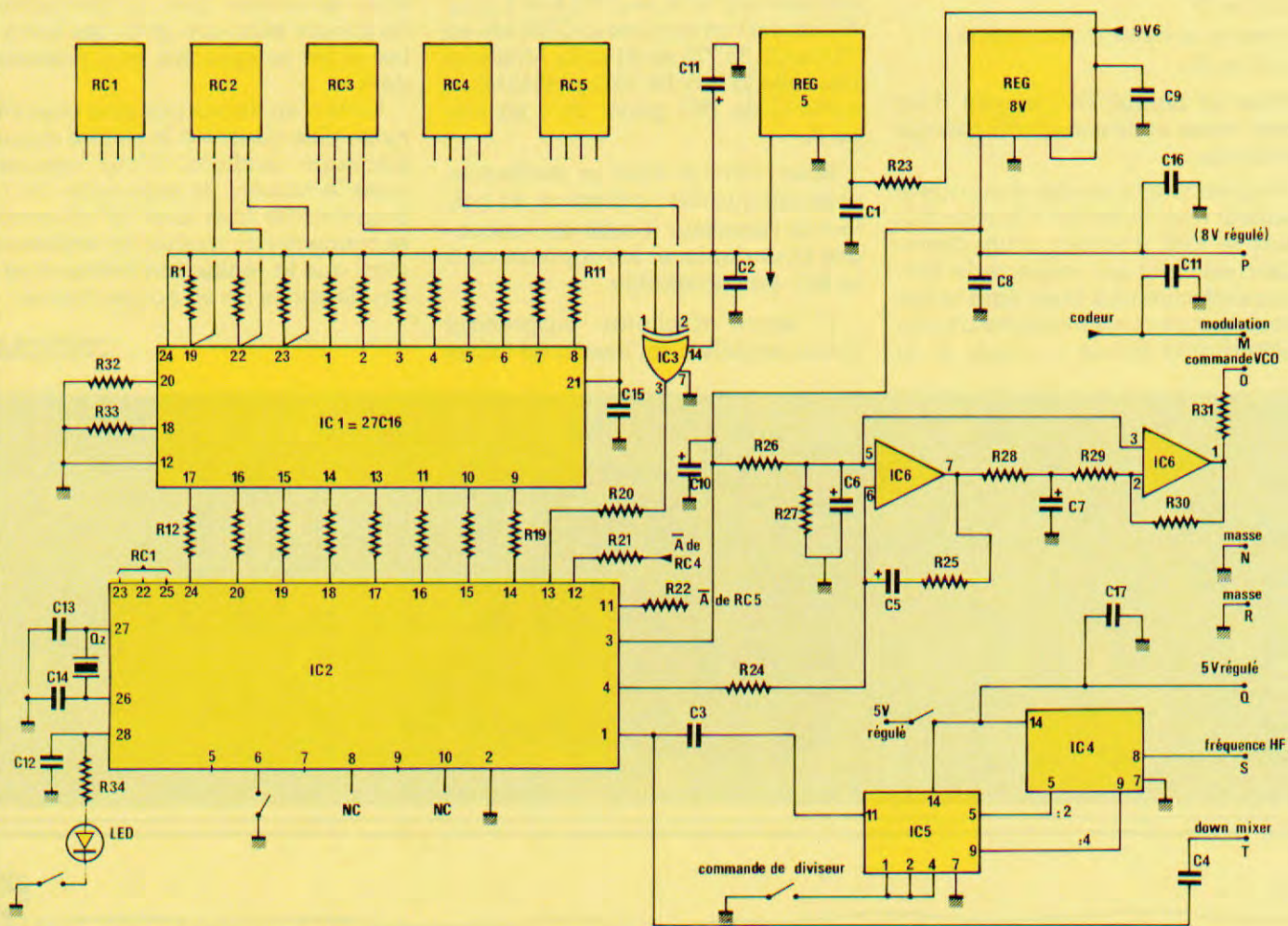


Figure 4 - Schéma de la platine synthétiseur.

— Pour gérer la broche 12 du synthé nous avons également vu que nous prenions l'information à la broche $\bar{A}$ de RC4.

— Pour gérer la broche 13 c'est un peu plus compliqué :

a) on a un 0 à cette broche si RC3 est un chiffre PAIR et si on a 0, 1, 4, 5, 8, 9 à RC4 ; ou si RC3 est un chiffre IMPAIR et si on a 2, 3, 6, 7 à RC4 ;

b) on a un 1 à cette broche si l'on inverse les deux propositions concernant RC3 et RC4.

Il suffit donc de placer aux deux entrées d'un « OU » exclusif les informations de la broche $\bar{A}$ de RC3 et celles de la broche $\bar{B}$ de RC4 pour obtenir en sortie du « OU » la programmation adéquate de la broche 13.

Reste à gérer à l'aide de RC1 les broches 23, 22, 25 du 145151.

En consultant le tableau ci-dessus, on s'aperçoit que l'on aura des difficultés dans les bandes 41 et 72 car c'est évidemment en passant par 40 960 ou par 71 680 que la pro-

grammation de ces 3 broches change : en particulier en 40 960, ce sont les trois broches qui sont concernées.

Néanmoins, en reliant $\bar{A}$ de RC1 à 25, $\bar{B}$ de RC1 à 22, $\bar{C}$ de RC1 à 23, on obtient la bonne combinaison pour les bandes 27, 35 et les parties des bandes 41 et 72 comprises au-dessus de 40 960 et de 71 680 ; pour atteindre les fréquences plus basses de ces deux dernières bandes, il suffit de faire à RC1 un 3 au lieu d'un 4 et un 6 au lieu d'un 7 ; cela reste cohérent et relativement facile à se rappeler ; de toutes façons il s'agit de fréquences image qui ne s'emploient pas sur le terrain.

Si maintenant on désire employer un down-mixer et son quartz, on pourra connecter à la masse la broche 23 ; puis

pour la bande 72

— avec un quartz de 61 440, il faudra :
00 à 22 et 25 en dessous de 71 680
01 à 22 et 25 au-dessus de 71 680

— avec un quartz de 51 200, il faudra :
01 à 22 et 25 en dessous de 71 680
10 à 22 et 25 au-dessus de 71 680

— avec un quartz de 40 960, il faudra :
10 à 22 et 25 en dessous de 71 680
11 à 22 et 25 au-dessus de 71 680

En effet, si l'on retranche de la fréquence d'émission une de ces 3 fréquences, il faudra diminuer le nombre N respectivement de $8\ 192 + 4\ 096 = 12\ 288$, de 10 240 et de 8 192.

pour la bande 41

— avec un quartz de 30 720, il faudra :
00 à 22 et 25 en dessous de 40 960
01 à 22 et 25 au-dessus de 40 960

— avec un quartz de 20 480, il faudra :
01 à 22 et 25 en dessous de 40 960
10 à 22 et 25 au-dessus de 40 960

— avec un quartz de 10240, il faudra :
10 à 22 et 25 en dessous de 40 960
11 à 22 et 25 au-dessus de 40 960

pour la bande 35

— avec un quartz de 30 720, il faudra :
00 à 22 et 25

Réalisation

— avec un quartz de 20 480, il faudra :

01 à 22 et 25

— avec un quartz de 10 240, il faudra :

10 à 22 et 25

Pour la bande 27, l'emploi d'un down-mixer et de son quartz associé est inutile.

Pour en finir, il semble donc que le meilleur raccordement à la roue RC₁ dans le cas d'emploi d'un down-mixer est celui qui respecte le brochage effectué plus haut dans le cas des diviseurs ou multiplicateurs ; on obtiendra la bande normale et la

bande image dans les mêmes conditions (7 et 6 pour 72,4 et 3 pour 41, etc.) si l'on emploie le QZ61440 en 72, le QZ 30 720 en 41 et 35 MHz et si l'on relie la broche 25 du 145151 à la sortie C de RC₁ plutôt qu'à sa sortie A.

Nous verrons dans la réalisation pratique que dès l'ouverture du boîtier de l'émetteur il suffit de 5 secondes pour déplacer les connexions à la RC₁ très accessible.

Il serait d'ailleurs surprenant qu'un modéliste ait besoin de toutes

les combinaisons, que nous décrivons seulement pour lui permettre de choisir selon son goût, ses finances et les composants qu'il possède déjà.

Nous n'en disons pas plus pour ce mois, plus réservé à la lecture qu'au bricolage studieux. Nous verrons dans le numéro de septembre l'élaboration des trois têtes HF pouvant se connecter au module synthétiseur ainsi que la réalisation pratique générale suivie de sa nomenclature.

CRESCAS



L'Oric 1 et son synthétiseur sonore



L'Oric 1 peut être considéré comme l'un des ordinateurs individuels offrant le meilleur rapport possibilités/prix. Bien qu'il souffre de quelques défauts de jeunesse (dont le moindre n'est certes pas sa notice !), il s'avère capable de procurer de grandes satisfactions à son utilisateur.

Parmi les vastes possibilités de l'Oric, l'une des plus spectaculaires est sans nul doute la synthèse programmée de sons complexes. L'exploitation du générateur semble fort délicate au premier abord, mais devient très rapidement un jeu d'enfant !

Prise de contact

Il suffit de mettre l'ORIC 1 sous tension pour s'apercevoir qu'il ne demande qu'à émettre des sons : un léger bruit de fond s'échappe du haut-parleur incorporé, et dès qu'une touche est pressée, un petit « clic » est généré. Ce discret bruitage est fort utile en cas de frappe rapide (la qualité des touches mécaniques permet de très honnêtes per-

formances), sans être notoirement énervant comme certains « bips » par trop répandus sur d'autres machines.

Les inconditionnels du clavier muet pourront de toute façon éliminer cette fonction en enfonceant la touche CTRL puis, sans la relâcher, la touche F. Il suffira de renouveler l'opération pour rendre la voix au clavier ainsi baillonné !

Une autre combinaison « de contrôle » (CTRL G) permet de pro-

voquer manuellement l'émission d'un son de clochette. Le même résultat peut d'ailleurs être obtenu en utilisant l'ordre « PING » du BASIC. Chaque fois que sera lancée la commande PING (validée par RETURN), ce bruitage sera synthétisé. En mode programme, il faut se montrer un peu plus prudent.

Si nous lançons par RUN les deux lignes suivantes :

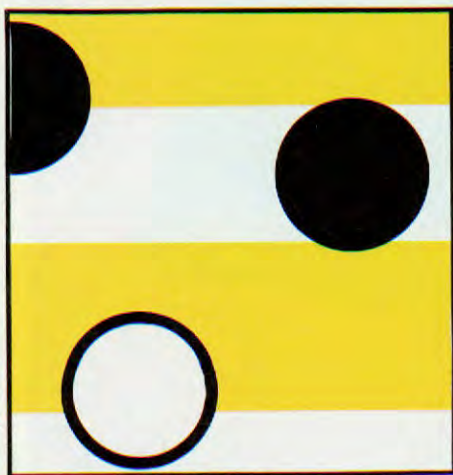
```
10 PING
```

```
20 GOTO 10
```


nous n'obtenons qu'un son continu (qu'il est facile d'arrêter par un CTRL C), car un nouveau PING est demandé bien avant que le précédent ne soit terminé.

En effet, **ce n'est pas** le microprocesseur 6502 qui élabore les sons, mais un circuit spécialisé AY-3-8912. Le microprocesseur se contente d'envoyer au synthétiseur un bref message décrivant le son à émettre, puis laisse le circuit spécialisé se charger de l'exécution, tout en vaquant à d'autres occupations. Cependant, si un nouveau message d'ordres arrive pendant l'exécution de l'ordre précédent, celui-ci est immédiatement interrompu au profit du nouveau.

Ici, l'ordre correspondant à PING comporte la description d'une diminution progressive de l'amplitude de la tonalité, mais un nouvel ordre est donné avant même que cette amplitude n'ait seulement commencé à décroître !



Ajoutons la ligne suivante :

15 WAIT 100 0

et le programme relancé nous plongera aussitôt dans l'ambiance d'un jeu radiophonique bien connu...

Des manipulations similaires peuvent être menées au moyen des autres sons préprogrammés que sont ZAP, SHOOT et EXPLODE.

Il s'agit là de bruitages brefs, choisis en fonction de leur fréquence d'apparition dans les jeux les plus courants.

Là ne s'arrêtent heureusement pas les possibilités sonores de l'ORIC 1 !

Les instructions sonores

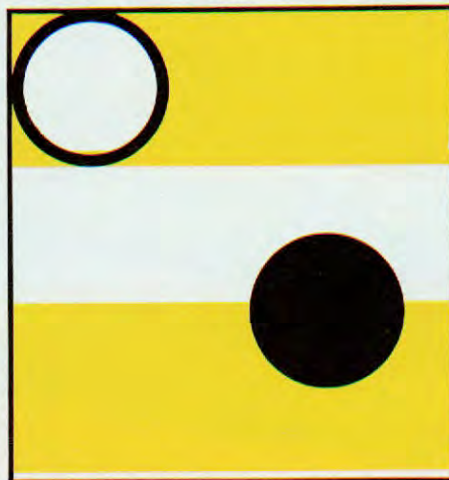
Le BASIC de l'ORIC 1 dispose de trois mots-clé destinés à la construction d'instructions « sonores » : SOUND, MUSIC, et PLAY.

SOUND permet de définir des effets sonores très divers, mais pas forcément harmonieux (essentiellement des BRUITAGES).

MUSIC permet d'obtenir très facilement les notes de la gamme grâce à un codage fort simple de demi-ton en demi-ton sur sept octaves.

PLAY commande à la fois l'**ai-**guillage vers la sortie des divers sons pouvant être mixés entre eux, et la forme de l'**enveloppe** des signaux émis (en d'autres termes, les modalités de croissance et de décroissance de l'amplitude). C'est donc PLAY qui autorise la création d'effets de « percussion » ou de « piston ». Normalement, un ordre PLAY devrait être associé à tout ordre SOUND ou MUSIC, et PLAY ne devrait pas pouvoir être utilisé seul.

En fait, une « initialisation » astucieuse permet d'obtenir très facilement des effets déjà intéressants.



Frappons la commande :

MUSIC 1,3,10,15

puis RETURN. Aussitôt apparaît une forte tonalité de 444 Hz, ce qui correspond au LA 3 à mieux que 1 % près.

Essayons de comprendre :

Le mot-clé MUSIC doit être suivi de quatre nombres (ou variables préalablement affectées) séparés par des virgules, et compris dans des fourchettes bien précises :

En première position doit figurer un chiffre 1, 2 ou 3 indiquant sur laquelle des trois voies sonores disponibles sera exécuté l'ordre MUSIC. Ce choix doit être cohérent avec celui mentionné dans l'ordre PLAY qui suit généralement. En l'absence d'ordre PLAY, le seul choix possible est celui de la voie 1 car les deux autres sont neutralisées.

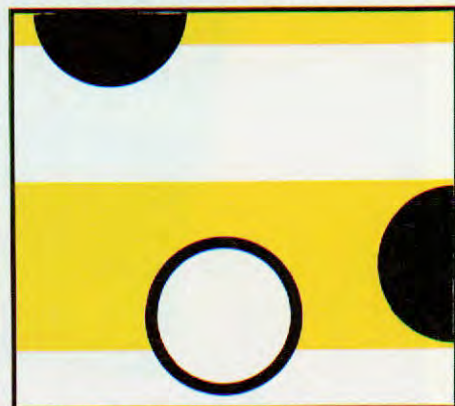
En seconde position doit figurer le numéro de l'octave souhaitée, de 0 à

6. Le fait que la première octave soit numérotée 0 pourra quelque peu dérouter les musiciens, mais il sera toujours facile de s'accommoder de ce décalage d'une unité.

Le troisième nombre sera compris entre 1 et 12 et fixera la note émise, selon le code suivant :

- 1 DO
- 2 DO ≠
- 3 RE
- 4 RE ≠
- 5 MI
- 6 FA
- 7 FA ≠
- 8 SOL
- 9 SOL ≠
- 10 LA
- 11 LA ≠
- 12 SI

Enfin, on placera en quatrième position un nombre compris entre 1 et 15 qui déterminera le volume sonore du son émis : 1 correspond à un murmure à peine audible, alors que 15 est vraiment très fort !



L'indication 0 sera utilisée chaque fois que l'on souhaitera imposer une « enveloppe » au moyen d'un ordre PLAY : c'est alors le « générateur d'enveloppe » qui fera évoluer automatiquement l'amplitude de la note, sans possibilité de réglage « manuel ».

L'ordre SOUND fonctionne de façon assez similaire, avec les différences suivantes :

En première position, en plus des numéros des voies 1, 2 et 3, on dispose des possibilités 4, 5 et 6. 4 met en service la voie 1, 5 la voie 2, 6 la voie 3, mais en ajoutant un **bruit de souffle** à la tonalité. Cette possibilité n'est toutefois utilisable qu'en association avec PLAY.

En seconde position, un seul nombre compris entre 0 et 4095 fixera la hauteur (ou fréquence) du son émis. On se méfiera du fait que les valeurs 0, 1, 2 et 3 correspondent à des sons trop aigus pour être audibles !

En troisième position, on trouve le code fixant l'amplitude, comme précédemment (1 à 15, 0 en mode enveloppe).

Il n'y a pas de quatrième donnée dans un ordre SOUND.

Le court programme suivant va permettre de prendre connaissance de toute la gamme des tonalités disponibles :

```
10 FOR F = 0 TO 4095
20 SOUND 1,F,15
30 NEXT
40 EXPLODE
```

Quelques remarques :

Premièrement, on constate qu'il n'est pas nécessaire de spécifier un nom de variable après NEXT lorsqu'il n'y en a qu'une. Ensuite, il est très net que la hauteur du son varie très vite dans les aigues, mais très, très lentement dans les graves. Cela provient du système de division de

de PLAY seul ne signifie normalement rien de précis. Il faut cependant savoir que le générateur de bruit de souffle est disponible en permanence et, qu'à défaut d'ordre contraire, les générateurs de tonalité se règlent sur une fréquence moyenne, soit environ 1 300 Hz.

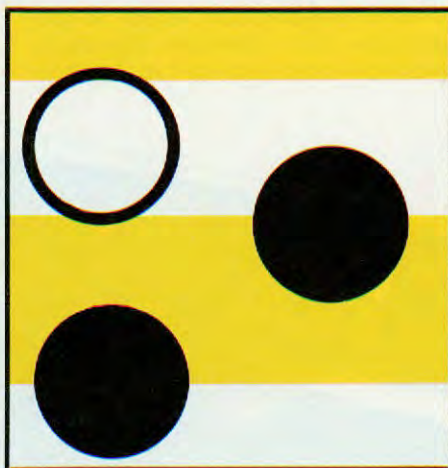
Essayons de lancer la commande suivante par RETURN :

```
PLAY 7,0,4,300
```

agaçant, n'est-ce pas ? Heureusement, une simple pression sur la barre d'espace (ou toute autre touche) arrête tout !

Voulez-vous recommencer ? Comme la commande est toujours présente sur l'écran, amenez le curseur **juste devant** cette ligne, puis appuyez sur CTRL A jusqu'à ce que le curseur ait balayé toute la ligne. Faites RETURN, et c'est reparti !

En première position de PLAY doit figurer un chiffre de 0 à 7 commandant la « boîte de mixage » du syn-



thétiseur selon les conventions suivantes :

- 0 synthétiseur bloqué
- 1 voie 1 en service pour la TONALITE
- 2 voie 2
- 3 voies 1 et 2
- 4 voie 3 en service pour la TONALITE
- 5 voies 3 et 1
- 6 voies 3 et 2
- 7 voies 3, 2, et 1

En seconde position, les mêmes codes revêtent la même signification, mais cette fois pour le BRUIT DE SOUFFLE.

On peut donc affecter séparément des tonalités ou du bruit à chaque voie, voire mélanger les deux sur une seule voie.

La fréquence de la tonalité doit bien sûr être spécifiée au préalable

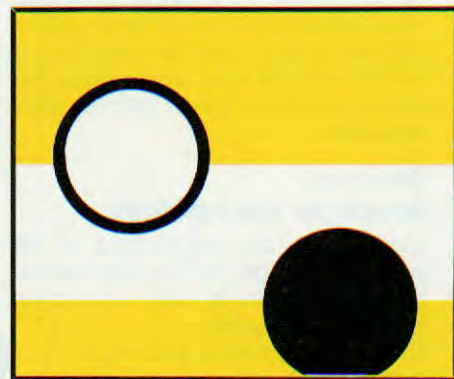
par un ou plusieurs ordres SOUND ou MUSIC, faute de quoi seule la fréquence de 1 300 Hz pourra être obtenue.

En troisième position figure un code, compris entre 1 et 7, fixant la nature de l'enveloppe, à moins qu'un volume fixe n'ait été demandé dans une instruction SOUND ou MUSIC antérieure.

1 et 2 donnent des sons de percussion brefs. L'ordre PLAY doit être émis **chaque fois** qu'une percussion est souhaitée.

Un ordre PLAY isolé et ne faisant pas partie d'une boucle ne donnera qu'un son unique.

Par contre, les codes 3, 4, 5 et 6 donnent différentes variantes d'évolution « en dents de scie ». Les sonorités ainsi obtenues sont permanentes et ne pourront être arrêtées que par un contre-ordre (tel que PLAY 0,0,0,0).



Le code 7 commande également des sons continus, mais affligés d'une attaque progressive (pas très utiles).

Enfin, la quatrième position abrite un nombre compris entre 0 et 65535, déterminant la durée de variation de l'enveloppe (ou période), entre 1 ms et 17 s environ...

Un exemple d'utilisation d'un PLAY solitaire est fourni par le programme suivant :

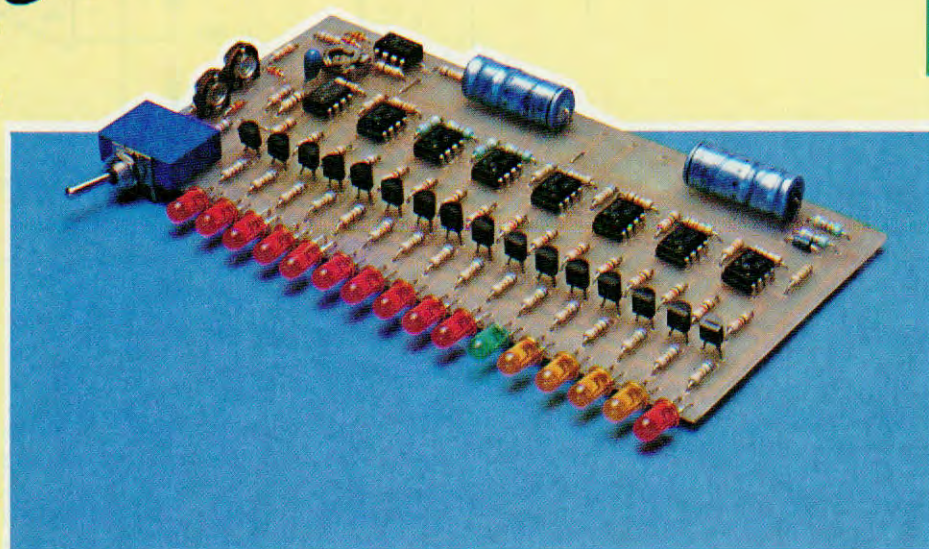
```
10 INPUT V
20 PLAY 0,7,6,V
30 GOTO 10
```

La machine simule le bruit d'un petit train à vapeur, dont vous devez spécifier la vitesse en entrant des valeurs voisines de 500.

voici par contre une application très complète des fonctions MUSIC et PLAY utilisées ensemble, comme il est normalement prévu de le faire :

```
10 MUSIC 1,3,1,0
20 MUSIC 2,3,5,0
30 MUSIC 3,3,8,0
40 PLAY 7,0,1,30000
```


Un indicateur audio à 16 LED



La visualisation d'un signal audio est impérative dès l'instant où l'on souhaite optimiser le rapport signal sur bruit d'un enregistrement magnétique, surveiller le régime de travail d'un étage de puissance, contrôler l'efficacité d'un compresseur de modulation, etc...

L'étude que nous vous proposons ici est surtout destinée à vous permettre d'assimiler le fonctionnement d'une barre lumineuse ou Bargraph. Ainsi, les « boîtes noires » du type UAA170, UAA180, LM3915, etc., perdront un peu de leur mystère, et le lecteur sera mieux à même de les bien choisir et exploiter.

Toutefois, comme ils ont chacun leurs limites, tous les éléments vous seront donnés, afin de réaliser l'indicateur idéal que vous recherchez et qui vous obéira au doigt... et à l'œil.

Aiguille ou LED ?

Il ne peut, de l'avis de l'auteur, y avoir polémique. Le galvanomètre ne sera sans doute jamais totalement remplacé par les barres lumineuses. « L'un complète l'autre », disent les professionnels de l'audio. Comme cela est vrai ! Malgré tout, il faut souvent, pour ne pas dire toujours, faire un choix.

L'appareil décrit ici n'est ni fragile ni très coûteux. Il possède une échelle balayant 32 dB (de - 20 dB à + 12 dB), son temps d'établissement est étonnant et sa linéarité sans défaut. Etant composé d'éléments très courants, sa maintenance est assu-

rée pour longtemps. Si on ajoute à cela qu'il peut être utilisé en crête-mètre ou en vu-mètre, pourquoi ne pas essayer ?

Principe de fonctionnement

Une analyse visuelle d'un signal audio commence toujours par une conversion de l'amplitude de ce signal en une tension continue représentative de celui-ci. La relation peut être linéaire, logarithmique, autre, nous en reparlerons dans la description du réseau de références.

C'est cette tension qui va être comparée à des tensions fixes, appelées seuils, ajustées afin d'obtenir la répartition d'échelle que l'on souhaite. Dès l'instant où un comparateur recevra un signal égal ou supérieur à sa tension de référence, il activera une LED.

Nous voyons à la figure 1 les points charnières de notre indicateur. Tout d'abord, une adaptation de niveau du signal audio, fonction du point de prélèvement, ensuite le convertisseur A/C, puis le réseau de références, les comparateurs associés et enfin nos LED (ouf !). Nous allons détailler le plus clairement possible chacun d'eux.

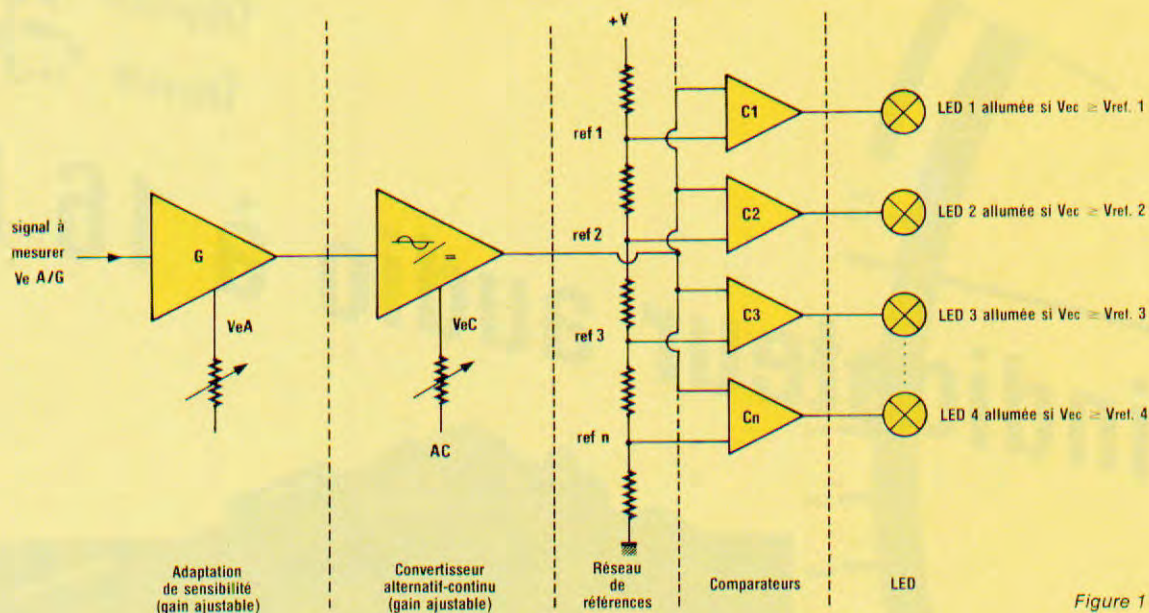


Figure 1

L'adaptateur de niveau

Il ne fait pas partie du circuit imprimé de base, car le module tel qu'il est, peut s'adapter à des niveaux BF de 500 mV à 1,5 V, avec une impédance d'entrée d'environ 100 k Ω , ce qui convient parfaitement aux cas les plus courants de mesure sur les derniers étages d'une chaîne d'amplification. Toutefois, comme le lecteur peut souhaiter réduire à un seul comparateur (indicateur de saturation) ou augmenter suivant besoin, nous indiquons figure 2 le schéma d'un amplificateur permettant de traiter de plus faibles niveaux.

L'impédance du circuit reste proche de 100 k Ω , afin de ne pas perturber l'appareil sur lequel s'effectue la mesure. R₂ fixe le gain dans le rapport $G = R_2/R_1$, R₃ a pour but de réduire la dérive thermique et se calcule telle que $R_3 = R_1 // R_2$ soit :

$$\frac{1}{R_3} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

Enfin P₁ assure une minimisation de la tension d'offset, car nous voulons éviter la présence d'un condensateur de liaison, afin de préserver la largeur de bande passante et les faibles temps d'établissement. P₁ se réglera donc de façon à obtenir la valeur la plus proche de 0 volt à la sortie de l'amplificateur opérationnel.

Le convertisseur alternatif-continu

Son schéma est donné à la figure 3. Il comporte deux amplificateurs opérationnels montés en inverseur. Le fonctionnement est assez simple : V_{eA} arrive sur l'entrée négative de IC_{1A} par l'intermédiaire de R₂. Pour une alternance positive, IC_{1A} voit à sa sortie une tension négative, D₂ se bloque et D₁ conduit, mettant R₃ en

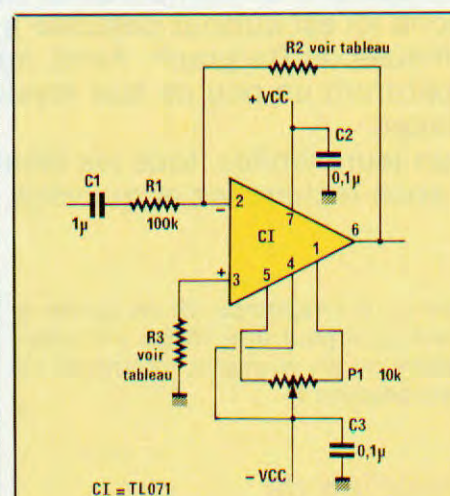


Figure 2 - L'adaptateur de niveau.

Gain	R ₂	R ₃
× 2 (6 dB)	220 K	68 K
× 4 (12 dB)	390 K	82 K
× 6 (16 dB)	680 K	82 K
× 10 (20 dB)	1 M Ω	100 K

contre-réaction. Il s'ensuit qu'à la sortie de IC_{1A} existe une tension négative telle que :

$$V_{eC} = - V_{eA} \times \frac{R_3}{R_2} \text{ (au point A)}$$

Pour une alternance négative, D₁ se bloque et D₂ conduit ; comme il n'y a pas d'autre élément de contre-réaction, le point A présente une tension nulle. IC_{1A} se comporte donc comme un redresseur monoalternance, ne produisant que des tensions négatives ou nulles.

IC_{2A} fonctionne de façon identique mais inverse. Une alternance positive engendre une sortie négative, D₃ se bloque, D₄ conduit. Le point B devrait être à 0 volt, mais c'est sans tenir compte de IC_{1A} qui lui, pour une alternance positive, engendre en A une tension négative qui vient rejoindre l'entrée de IC_{1B} par R₄. Cette tension attaque donc IC_{1B} qui voit son gain devenir égal à :

$$\frac{R_5 + P_1 + P_2}{R_4}$$

puisque D₃ conduit. Ainsi V_{eC} au point B se trouve positive. Pour les alternances négatives, cela est plus simple. IC_{1A} n'agit pas et seul IC_{1B} est créateur au point B d'une tension positive telle que :

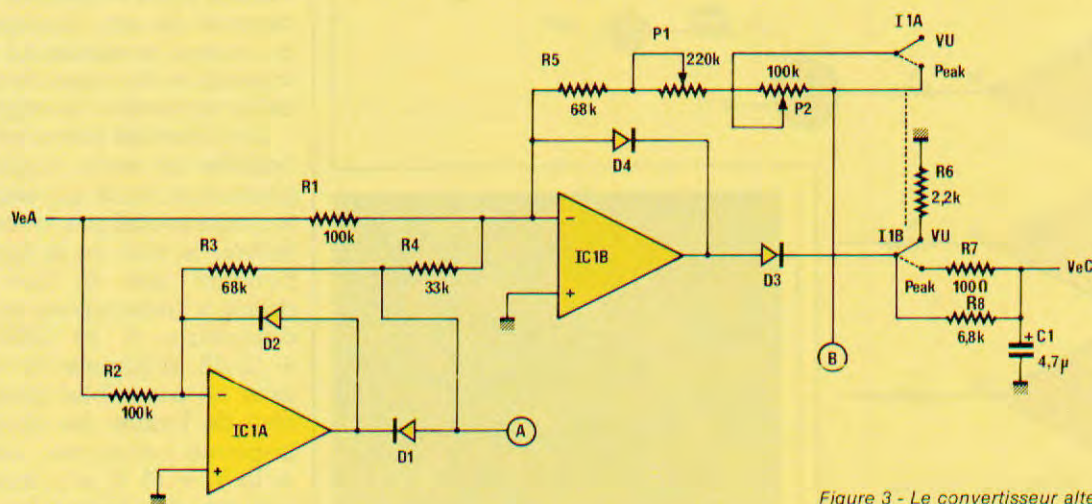


Figure 3 - Le convertisseur alternatif-continu.

$$V_{eC} = V_{eA} \times \frac{R_5 + P_1 + P_2}{R_1 // R_2 + R_3 + R_4}$$

Nous sommes donc bien en présence d'un redresseur parfait, ne fournissant que des tensions positives ou nulles, proportionnelles à V_{eA} , mais dont le gain a été rendu variable grâce aux éléments P_1 et P_2 , situés dans la CR de IC1B.

En position « Peak », P_2 est court-circuitée par I_{1A} et seul P_1 agit sur le gain du redresseur. En position « Vu », P_2 s'ajoute à P_1 pour augmenter encore le gain, ceci afin de compenser la perte due au réseau R_6 , R_8 qui apporte une constante de temps différente de décharge à C_1 . P_2 servira donc à égaliser les valeurs de V_{eC} en « Vu » et « Peak ».

Le réseau de références

C'est ici que l'on va choisir les valeurs à visualiser. Son schéma (figure 4 a) est très simple car ce n'est en fait qu'un diviseur de tension, sur potentiomètre à plots, dont tous les plots sont utilisés simultanément. Au point O, nous disposons d'une tension fixe de 12 volts, déterminée par Dz_1 . Nous avons choisi une charge de $38 \text{ k}\Omega$, ce qui donne :

$$I = 12 / 3,8 \cdot 10^4 \text{ négligeable.}$$

Comme seuil haut, nous nous sommes fixés 6 V, ce qui donne la possibilité de mesurer un niveau

audio de +18 dB (0 dB = 0,775 mV), ce qui n'est déjà pas si mal. Partant donc de ce seuil haut de 6 V (U), R_i sera égale à $38 \text{ k}\Omega / 2 = 19 \text{ k}\Omega$, soit $18 \text{ k}\Omega$ dans la pratique. Il reste donc $19 \text{ k}\Omega$ à répartir pour effectuer les atténuations suivantes : -3 dB, -5, -8, -10, -12, -13, -14, -16, -19, -21, -23, -25, -28, -32 dB. La formule à appliquer est :

$$|G| = 20 \log \frac{V}{V_{ref}}$$

$$\text{soit } \log \frac{V}{V_{ref}} = \frac{G}{20}$$

G est connu, V aussi (6 volts), il est donc facile de calculer :

$$\frac{V}{V_{ref}} = \frac{R \times (19 \text{ k}\Omega)}{R_{ref}}$$

Pour les lecteurs désirant calculer d'autres valeurs, nous donnons ici les coefficients V/V_{ref} de la maquette, afin qu'ils puissent vérifier leurs calculs.

Appliquons ces coefficients à notre diviseur. Commençons par le seuil bas (-32 dB) $\rightarrow 19 \text{ K} \times 0,025 = 475 \Omega$. Sur la maquette, R_n a été remplacée par une ajustable de $1 \text{ k}\Omega$. Donc le point bas se situe à 475Ω de la masse. Calculons la valeur -28 dB. $19 \text{ k}\Omega \times 0,039 = 741 \Omega$. Mais nous avons déjà 475Ω entre ce point et la masse. Il nous faut donc ajouter $741 - 475 = 266 \Omega$, 270Ω dans la pratique. Et ainsi de suite

jusqu'à -3 dB. Il ne nous reste plus maintenant qu'à comparer V_{eC} à ces seuils et à afficher.

A ce stade, il est à noter qu'il y a plusieurs façons de travailler pour obtenir des seuils ayant une progression logarithmique. En voici deux :

- Utiliser dans le convertisseur Alternatif/Continu, une loi de conversion logarithmique, puis un réseau de références linéaire. C'est ce qu'il faut faire avec les UAA170, 180... car leur réseau est linéaire.
- Comme nous l'avons préféré pour la précision des mesures, convertir AC linéairement, puis appliquer la loi de progression logarithmique aux seuils. A employer avec les UAA170L, 180L, LM3915... Cette formule permet de placer les

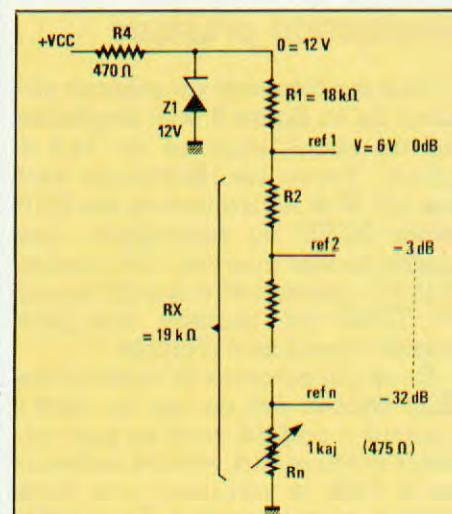


Figure 4 - Le réseau de références.

dB	-3	-5	-8	-10	-12	-13	-14	-16	-17	-19	-21	-23	-25	-28	-32
V/V _{ref}	0,708	0,562	0,398	0,316	0,251	0,223	0,199	0,158	0,14	0,112	0,089	0,070	0,0562	0,039	0,025

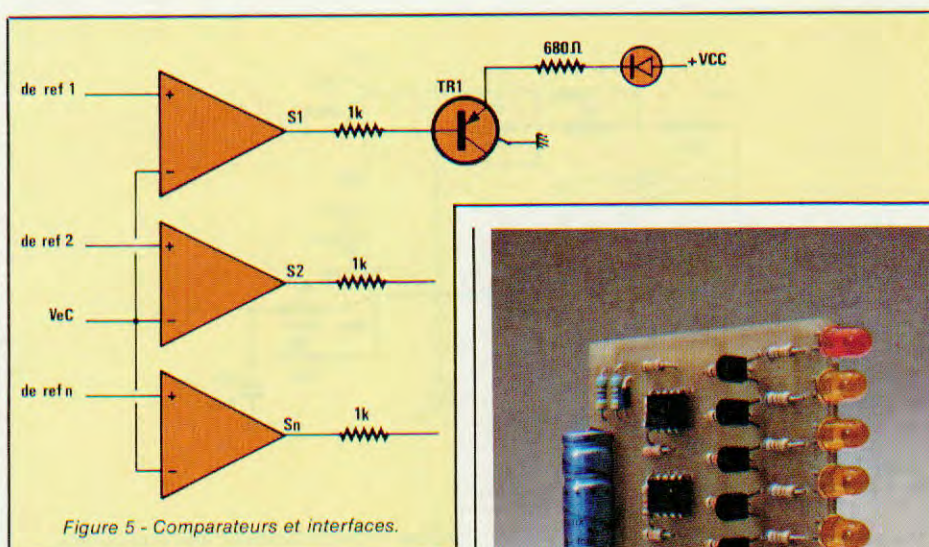


Figure 5 - Comparateurs et interfaces.

seuils exactement comme vous le désirez (si vous fabriquez votre réseau vous-même bien entendu).

Comparateurs et interfaces LED

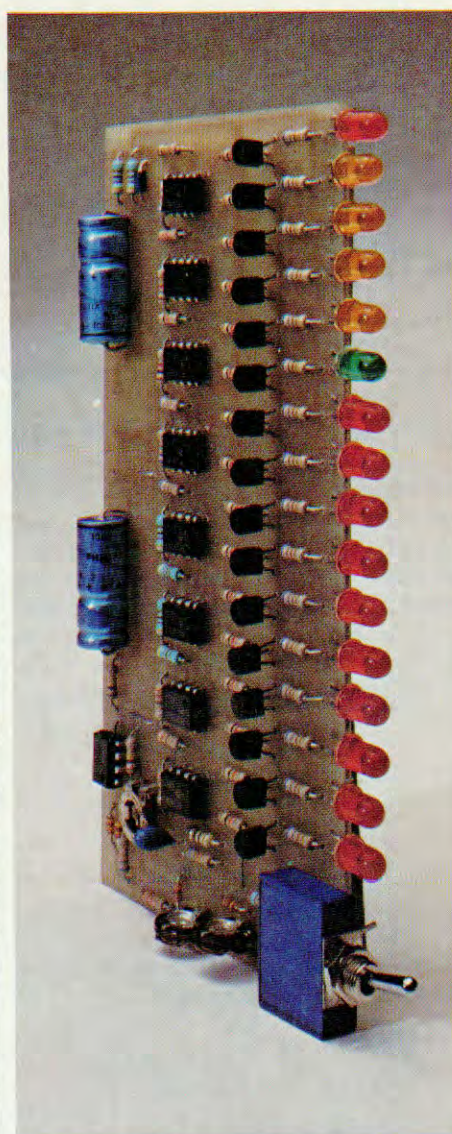
Ils sont très simples (figure 5). Toutes les entrées négatives des amplis op reçoivent V_{eC} . Les entrées positives sont alimentées par les tensions du réseau de références. Si $V_{eC} < V_{ref}$, la sortie de l'ampli op est à 13 (+ 13 volts), si $V_{eC} = V_{ref}$ S passe à 0 volt, si $V_{eC} > V_{ref}$, S passe à -13 V. Le transistor se bloque et la LED, avec sa résistance de limitation, se retrouve entre + V_{cc} et masse. Et elle s'éclaire. Voilà il ne reste plus qu'à passer à la réalisation pratique.

Réalisation pratique

Tous les éléments du schéma général de la figure 6 sont implantés sur un circuit imprimé de $14,8 \times 7,6$ cm. Toutes les résistances sont des 1/4 W et les transistors des PNP genre BC307 ou équivalents. Les amplis op sont tous des 1458 (double 741). IC₁ pourrait être remplacé par un TL082 qui possède une plus grande impédance d'entrée.

En ce qui concerne la couleur des LED, chacun fait ce qui lui plaît ! L'auteur a préféré, pour sa part, affecter le rouge aux valeurs inférieures à 0 dB, le vert juste pour cette position, et le jaune de + 2 à + 9 dB, enfin le rouge pour + 12 dB.

L'interrupteur double inverseur 1A, 11B, est un modèle se fixant directement sur le circuit imprimé. Ainsi pas d'erreur de câblage possible et un point d'attache solide pour



la carte toute entière sur un panneau avant.

Le tracé du circuit imprimé de la figure 7 ne doit pas poser de problème. L'implantation des éléments de la figure 8 se limitera dans un premier temps à tous les composants sauf les circuits intégrés, sans oublier les 4 straps.

Les photos d'ensemble et de détail devraient éviter toute confusion. Toutefois, certaines valeurs sur ces photos ne sont pas respectées ($P_3 = 4,7 \text{ k}\Omega$ au lieu de $1 \text{ k}\Omega$ et $C_2, C_3, 220 \mu\text{F}, 10 \text{ V}$ au lieu de $100 \mu\text{F}, 30 \text{ V}$). Cela est dû au fait que l'auteur, avant de vous présenter cette réalisation, a « trituré » le montage dans tous les sens et à ce jour, il en a réalisé neuf exemplaires dont 6 tra-

vailent jours et nuits sur une console de prise de son. Ceci pour garantir au lecteur le succès s'il respecte les valeurs de la nomenclature et l'ordre de la procédure de réglage.

Il n'a pas été prévu de coffret pour habiller la carte. Comme son implantation dans un ensemble sera toujours spécifique, nous laissons au lecteur le soin de le faire. Il est cependant aisé de fixer l'ensemble grâce à l'interrupteur et une goutte d'araldite à la LED affichant + 12 dB. Si comme l'auteur vous désirez en assembler plusieurs l'un à côté de l'autre, les trous du circuit imprimé amenant les tensions + 15 V, - 15 V, et la masse peuvent recevoir des barres bus en cuivre, assurant de ce fait une parfaite rigidité à l'arrière des cartes.

Mise en route et réglages

Après la vérification visuelle cherchant à découvrir une liaison inopportune ou une inversion de composant, nous pouvons passer à la mise en route. L'alimentation se fera à partir d'une source de + 15/0/- 15 V, qui pourra être prélevée sur un ensemble existant, ou conçu spécialement. Il ne faut pas perdre de vue toutefois que le montage consomme ! Lorsque les 16 LED sont allumées, il faut prévoir dans la branche + 15 V, au moins 350 mA. Si vous voulez concevoir une alimentation spéciale, la revue ne manque pas de descriptions de ce genre.

Alimentez donc votre carte. Tout de suite, vérifiez les tensions, notamment les 12 volts aux bornes de la zener. Aucune LED ne doit être allumée. Si c'était le cas, à moins d'une erreur de câblage, incriminez le transistor correspondant. Maintenant reliez du fil volant à la masse et avec l'autre extrémité, venez commander une à une vos LED, en l'appliquant sur les résistances de $1 \text{ k}\Omega$ allant à la base des transistors, aux points où elles sont en liaison avec les sorties des comparateurs (non montés toujours).

Tout doit fonctionner. Si une LED ne s'allume pas, peut-être est-elle branchée à l'envers, peut-être a-t-elle été trop chauffée ? N'allez pas plus loin si vous trouvez à ce stade une anomalie. Cherchez à ce que tout soit sain.

Si c'est le cas, commencez par souder IC₁ et injectez à l'entrée E une

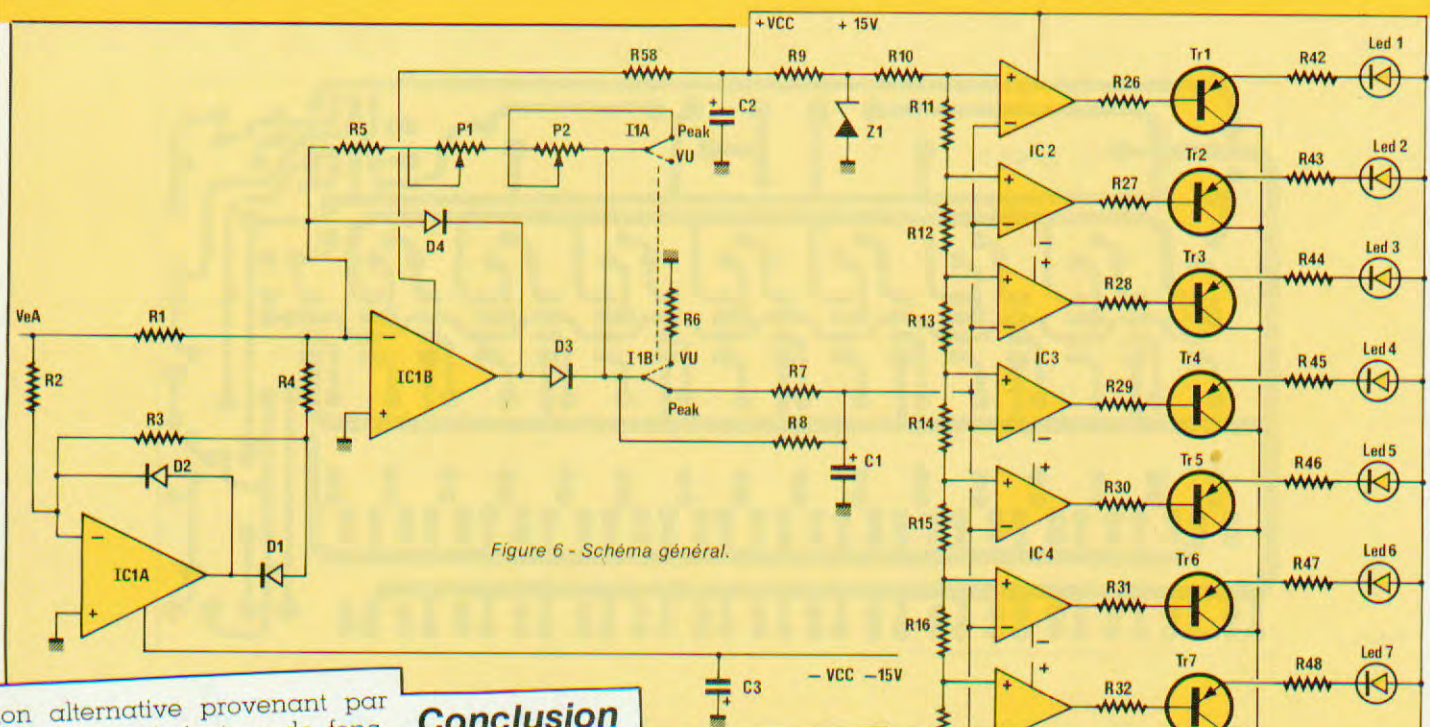


Figure 6 - Schéma général.

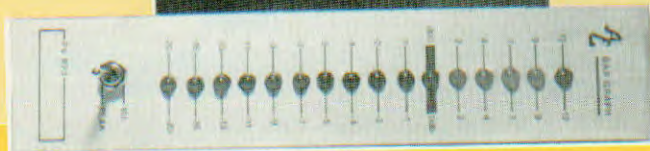
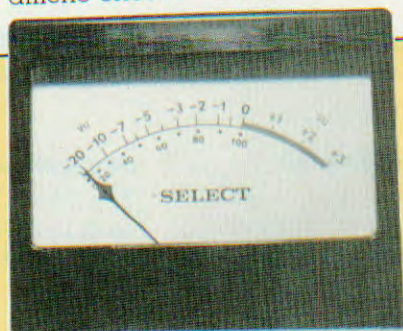
Conclusion

Il est temps maintenant d'injecter la modulation de votre disque préféré. En position Vu, vous serez surpris par les vitesses d'attaque et de retour. En position Peak, le retour est plus lent mais surprise, le niveau semble + 7 dB supérieur dans les crêtes à l'affichage Vu ! C'est ce que l'aiguille du Vu-mètre ne nous montrera jamais à cause de son inertie. Pour bien utiliser la position Peak, il faut, par exemple sur un enregistreur magnétique, connaître parfaitement la façon dont il a été réglé. En effet, très souvent, un recul de 10 dB par rapport au zéro Vu est prévu (quand ce n'est pas plus !). Grâce à la fonction Peak, vous pouvez maintenant régler votre enregistreur en réduisant sa garde. Le rapport signal bruit et la dynamique y gagneront quelques points.

Si l'auteur a été suffisamment clair et vous a permis de mener à bien cette réalisation sans problème, il est comblé.

ension alternative provenant par exemple d'un générateur de fonctions.

Connectez entre le point B et la masse un voltmètre continu. P₁, P₂ réglés à mi-course, réalimentez le montage. En absence de signal, il doit y avoir 0 volt. Plus le signal du générateur augmente, plus la tension positive augmente. C'est bon. Si par hasard vous trouviez une tension négative, vérifiez le sens des diodes ou incriminez IC₁. Soudez maintenant tous les comparateurs et mettez en position Peak. Injectez un signal de 0,775 mV_{eff} à 1 kHz. Ajustez P₁ de telle sorte que la LED n° 6 s'allume juste. C'est le 0 Vu. Injectez maintenant 77,5 mV_{eff} (- 20 dB) et ajustez P₂ pour l'allumage de la LED n° 16. Revenez plusieurs fois sur ces réglages par P₃ décale légèrement le seuil du zéro. Quand il y a correspondance entre la valeur du signal injecté et l'allumage de l'échelle correspondante, il ne reste plus que P₂ à régler. Ajustez 775 mV_{eff} = 0 Vu en peak, passez en Vu et ajustez P₂ de telle sorte que l'indicateur affiche encore 0 Vu. C'est fini !



Conservez précieusement cet article, car il se peut qu'un jour prochain cet appareil, légèrement modifié quant aux valeurs du réseau de résistances, apparaisse dans la description d'un appareil de mesure sophistiqué, pour votre laboratoire !...

J. ALARY

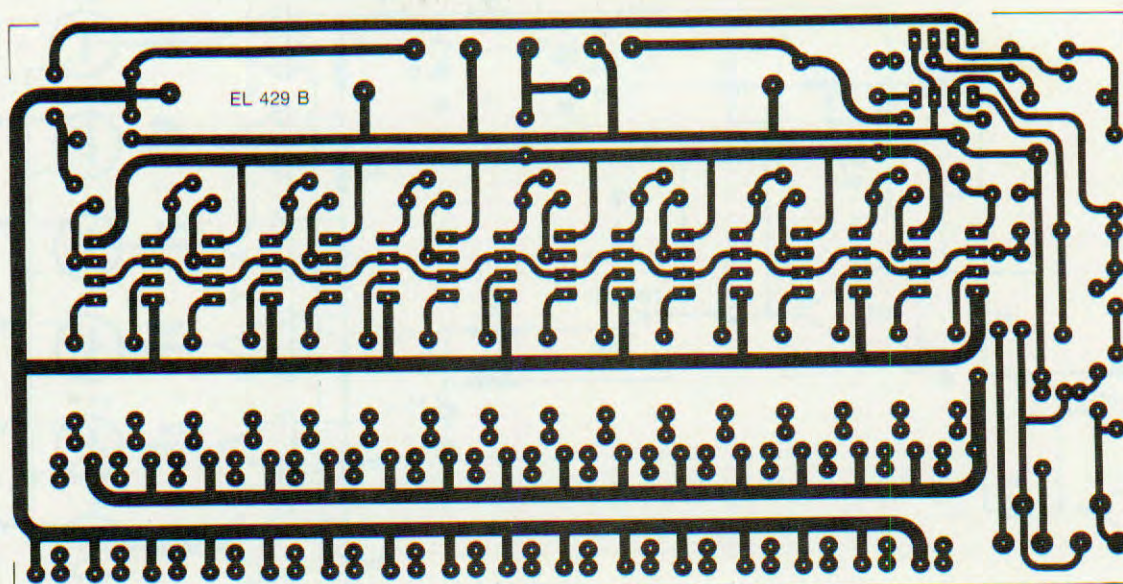


Figure 7

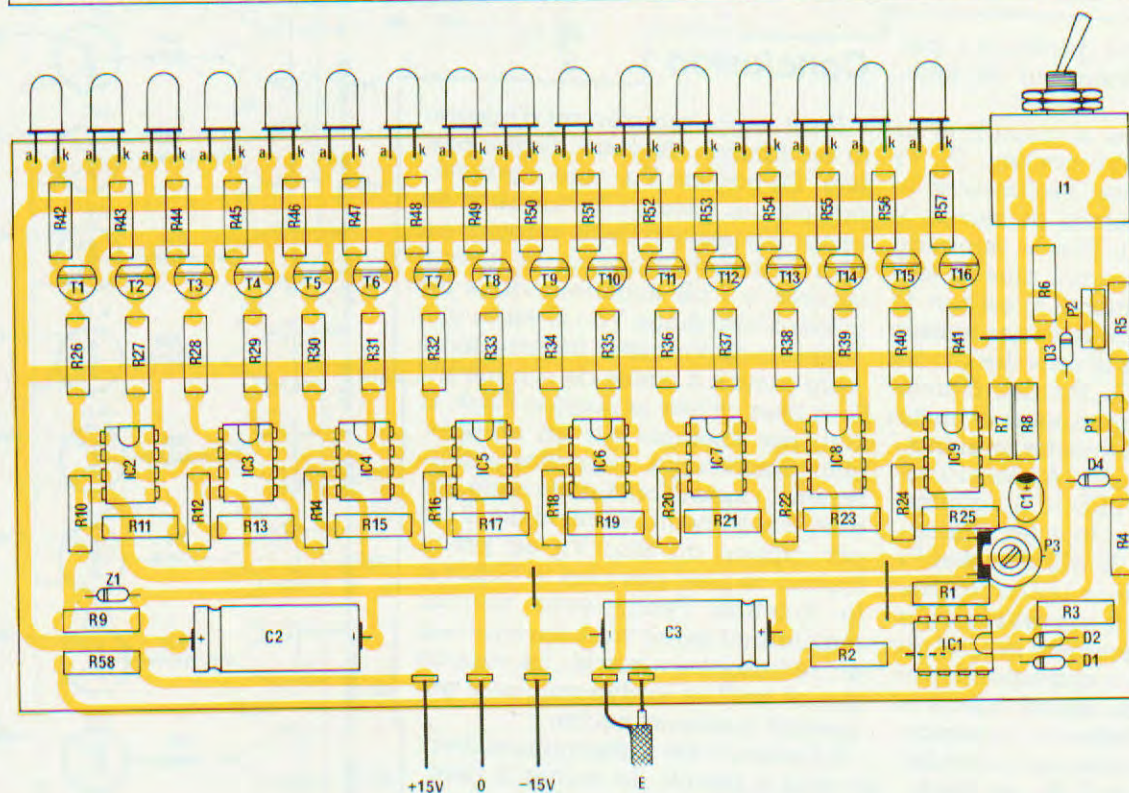


Figure 8

Nomenclature

Résistances 1/4 W 5 %

R₁, R₂: 100 kΩ
 R₃: 68 kΩ
 R₄: 33 kΩ
 R₅: 68 kΩ
 R₆: 2,2 kΩ
 R₇: 100 Ω
 R₈: 6,8 kΩ
 R₉: 470 Ω
 R₁₀: 18 kΩ
 R₁₁: 5,6 kΩ

R₁₂: 2,7 kΩ
 R₁₃: 3,3 kΩ
 R₁₄: 1,5 kΩ
 R₁₅: 1,2 kΩ
 R₁₆: 560 Ω
 R₁₇: 470 Ω
 R₁₈: 820 Ω
 R₁₉: 330 Ω
 R₂₀: 560 Ω
 R₂₁: 470 Ω
 R₂₂: 330 Ω
 R₂₃: 270 Ω
 R₂₄: 330 Ω
 R₂₅: 270 Ω

R₂₆ & R₄₁: 1 kΩ
 R₄₂ & R₅₇: 680 Ω
 R₅₈: 470 Ω

Résistances ajustables

P₁: 220 kΩ vert
 P₂: 100 kΩ vert
 P₃: 1 kΩ horizontale

Condensateurs

C₁: 4,7 μF 35 V
 C₂: 100 μF 63 V
 C₃: 100 μF 63 V

Circuits intégrés

IC₁ & IC₉: MC 1458

Semiconducteurs

T₁ & T₁₆: BC 214, BC 307
 D₁ & D₄: 1N4148, 1N314
 Z₁: Zener 12 V/400mW

Divers

I₁: double inverseur
 APR50-21146N

Sachez utiliser le « Fast Load Monitor » du ZX81



Nous avons déjà eu l'occasion de présenter dans nos colonnes ce logiciel français capable d'accélérer vingt fois les transferts entre la mémoire du ZX81 et le magnétophone à cassette qui lui est associé.

Si le programme en lui-même est fort bien fait, en revanche la notice d'utilisation est tout à fait exécration, ce qui explique les déboires constatés chez un bon nombre d'utilisateurs!

Aussi avons-nous décidé de reprendre à zéro les explications, tout en faisant profiter nos lecteurs des enseignements tirés de nos mésaventures personnelles...

Présentation du Fast Load Moniteur

Le logiciel Fast Load Monitor peut être considéré comme un complément apporté au contenu de la ROM Sinclair, en vue d'améliorer le fonctionnement d'origine de la machine, sur l'un des principaux points faibles: un programme exigeant normalement dix minutes pour entrer en

mémoire pourra désormais être chargé en trente secondes!

Les 2,4 K octets de langage machine qui le composent doivent évidemment être abrités quelque part dans la RAM, mais **sans gêner l'utilisation normale du ZX81.**

En présence d'une extension mémoire de 16 K octets, le seul emplacement possible est au-dessus de RAMTOP, alors que les blocs de 64 K

offrent des zones protégées nettement mieux adaptées.

La cassette est donc livrable en deux versions: 16 K (étiquette bleue) et 64 K (étiquette verte). En aucun cas une cassette 64 K ne pourra être utilisée avec un module 16 K, puisque le logiciel tenterait alors de se loger dans une zone inexistante de la mémoire! Par contre, rien n'empêche de charger un Fast Load 16 K dans une mémoire 64 K, mais au

prix d'un gaspillage considérable de ressources mémoire. Au terme des opérations de chargement (Load ""), la machine revient au curseur K au lieu d'afficher un compte-rendu.

Non, le chargement n'a pas échoué, simplement un NEW a été automatiquement effectué afin que le Fast Load se fasse totalement oublier. Vous pouvez désormais utiliser la machine tout à fait normalement, en chargeant un programme soit à partir du clavier, soit au moyen de la cassette. Pour contrôler si le Fast Load est bien là, vous pouvez à tout moment lancer un RAND USR 30460 (ou 8192 ou 12288 selon la version dont vous disposez, 16 K ou 64 K), suivi bien sûr de Newline.

Après quelques secondes d'incertitude, une page « menu » doit apparaître à l'écran. A partir de ce moment, vous avez quitté le Basic Sinclair et ses facilités: lorsque vous entrez des réponses aux interrogations du Fast Load, n'essayez pas de corriger une erreur au moyen de RUBOUT, ne tentez pas de lancer un Stop ou un Save normal, car toutes ces fonctions ne sont plus disponibles! Il vous reste bien sûr la possibilité de revenir au Basic en pressant la touche Break, puis une ou deux fois Newline. Pour rappeler à nouveau le Fast Load, il faudrait refaire le Rand USR précédent.

Le lancement d'un « Fast Save » ne pose pas de problème notable, puisqu'il suffit de se conformer aux instructions de la machine. Notons seulement que l'entrée du titre du programme doit être validée par Newline, mais pas les indications du nombre de copies à faire, ou de la vitesse à employer. Le Fast Load offre en effet le choix entre dix vitesses, de 3600 à 5600 bauds. Pour les premiers essais, il est sage de se limiter à la vitesse 9, la plus lente. Également, on demandera au moins deux copies, pour des raisons évidentes de sécurité.

Premiers essais

Il faut rester conscient du fait que la fiabilité de l'interface cassette du ZX81 est assez problématique, et que les choses ne peuvent guère s'arranger si on accroît massivement la vitesse des opérations! Jamais le Fast Load ne fonctionnera sur un magnétophone usé ou encrassé, même si les Save et Load du Basic

arrivaient à s'en accommoder. Le choix et le repérage des réglages sont bien plus critiques avec le Fast Load Monitor que sans!

Il est pratiquement indispensable d'utiliser un magnétophone moderne, récent (donc bien réglé mécaniquement), et des cassettes de bonne qualité. Contrairement à l'habitude en ce domaine, l'existence d'un système de réglage automatique du niveau d'enregistrement est une très bonne chose. A défaut, on enregistrera carrément en saturation, l'aiguille du VU-mètre devant se situer aussi loin que possible dans la zone rouge, presque en butée.

On verra également plus loin que la présence d'une touche de pause est pratiquement indispensable pour la relecture. En bref, si vous éprouvez déjà des difficultés sans le Fast Load, attendez-vous à devoir acheter un magnéto neuf! Pour procéder à vos essais, il faut que vous entriez un programme Basic, de préférence assez long, faute de quoi vous ne pourrez pas suivre le fonctionnement du Fast Load sur l'écran TV: tout va vraiment très vite!

Cela fait, appelez le Fast Load, et demandez deux ou trois enregistrements à la vitesse 9. Démarrez votre magnétophone et pressez Newline. Lorsque le menu réapparaîtra, le programme sera enregistré (déjà!) sur la cassette. Reste donc à le relire, ce qui est une toute autre affaire!

Pour éviter tout faux espoir, lancez un New à partir du clavier: le Fast Load ne s'en trouvera pas affecté, mais au moins le programme Basic aura-t-il disparu.

Écoutez votre cassette, et constatez combien la sonorité est différente de la normale: tout se passe comme si la bande défilait dix à vingt fois plus vite!

Appelez le Fast Load, demandez la fonction Load, et rappelez le titre du programme à rechercher, ou au moins ses trois premiers caractères: c'est obligatoire. Vous ne pouvez pas, avec le Fast Load, demander le chargement d'un programme sans en préciser le titre (heureusement, il existe une fonction « catalogue » capable de remplacer un étiquetage défectueux ou inexistant de vos cassettes!).

La machine va alors vous demander le nombre de tentatives de recherche à effectuer. Sauf besoins très particuliers, répondez systématiquement 9, puisque de toute façon tout s'arrêtera lorsque le programme aura été chargé.

C'est maintenant que l'affaire se complique pour les raisons suivantes:

- une fois le chargement en route, vous ne pouvez pas l'arrêter manuellement,
- le réglage du niveau de lecture est critique (quand vous l'aurez trouvé, notez-le bien, et sachez que vous pourrez avoir à le retoucher en fonction de l'usure des piles du magnétophone),
- le Fast Load réagit fort mal à tout bruit parasite reçu avant le programme, et en particulier au ronflement qui le précède de peu, ainsi qu'aux « clocks » de commutation!

Le plus sûr est donc de procéder ainsi:

- rebobiner la cassette, et la lire sur haut-parleur. Dès la disparition du ronflement précédant le programme, et **sans tarder une seule seconde**, actionner la Pause,
- brancher alors l'entrée EAR du ZX81, et placer la commande de volume de lecture sur la position habituellement employée, voire un peu plus fort,
- lancer le Fast Load pour 9 tentatives, **PUIS** relâcher la touche de Pause. Bien que cet ordre de manipulation soit contraire aux indications de la notice, c'est lui qui donne les meilleurs résultats (à condition de réagir vite car le « blanc » précédant le programme est très court),
- si l'écran se couvre de **très fines** lignes grisâtres, la chance est avec vous: au bout de quelques secondes vous devriez revenir au menu: gagné! Faites alors Break puis Newline, et votre programme Basic devrait apparaître...

Toute autre réaction de la machine (notamment des écrans très noirs avec une large bande blanche, ou bien un gris uniforme vaguement clignotant) trahit un mauvais niveau de lecture, ou... un enregistrement défectueux, probablement à cause d'un magnétophone inadapté.

Lorsque vous serez parvenu à recharger facilement vos programmes « Fast Loadés », essayez des vitesses plus élevées: avec un bon magnétophone et de bonnes cassettes, la vitesse 0 peut être tenue sans problème.

Vous pourrez alors essayer la très commode fonction Titres, capable de dresser le catalogue des programmes Fast Load d'une cassette: dès

que vous presserez Break, vous disposerez de la liste des programmes déjà lus. Attention, l'écran n'affiche ses classiques lignes grises que pendant la seule lecture des titres, soit quelques fractions de seconde par programme: ne vous inquiétez pas!

Il existe également une fonction Check, censée vérifier la conformité des programmes de la cassette avec un modèle présent en mémoire. Nous n'avons toutefois strictement rien pu en tirer faute d'un minimum d'explications: peut-être ferez vous mieux, amis lecteurs!

Nous n'insisterons pas davantage sur la fonction Moniteur, (appelée Dump), sans aucun rapport avec l'interface cassette qui nous intéresse ici.

Un Fast Load Monitor... rapide

Il ne servirait à rien de disposer du Fast Load Monitor si le temps passé à l'entrer en machine venait faire perdre celui gagné lors du chargement du programme « utile ».

L'auteur de ce logiciel a très bien compris la chose, et propose une procédure permettant à l'utilisateur de créer lui-même des cassettes à chargement ultra-rapide (20 s). Démarche a priori curieuse, puisque cette façon de faire est une véritable invitation au piratage, et donne bien du fil à retordre à l'opérateur!

En fait, il faut savoir que les enregistrements à grande vitesse supportent très mal la duplication, et que ce choix a probablement été fait dans un but de qualité technique. Toute utilisation intensive du Fast Load Monitor passe nécessairement par cette opération, affreusement mal décrite dans la notice, et semée d'embûches: il nous a fallu cinq heures pour obtenir une cassette utilisable!

Espérons que nos explications vous épargneront cette pénible épreuve...

Le but de la manœuvre consiste à enregistrer à la file un très court programme 1 K RAM à vitesse normale qui, en se lançant seul, viendra charger le Fast Load Monitor « accéléré » qui le suit. Principe hautement astucieux, mais qui exige un soin extrême lors de l'enchaînement des deux enregistrements: un seul « clock » de commutation et jamais le second programme ne se chargera...

Voici la procédure que nous préconisons

- retirer l'extension mémoire du ZX81,
- charger le second programme de la cassette, en restant prêt à presser Break dès que les lignes noires et blanches disparaîtront de l'écran: moins d'une seconde est disponible pour cette intervention qui exige des réflexes d'acier! Maintenir courageusement l'appui sur Break jusqu'à l'apparition du compte-rendu D/70 (et pas d'un autre), ce qui peut prendre plusieurs secondes,
- mettre le magnétophone en mode enregistrement au début d'une cassette, le démarrer, puis lancer un Run.

En fin de sauvegarde, attendre deux ou trois secondes puis actionner la Pause. NE PAS ARRÊTER LE MAGNÉTOPHONE qui doit rester en enregistrement,

- Arrêter le ZX81, remonter l'extension mémoire, puis charger le **premier** programme AVEC UN AUTRE MAGNÉTOPHONE. Après le retour au curseur K, charger « par dessus » le **troisième** programme, qui doit se lancer seul et faire apparaître un tableau hexadécimal sans aucune importance. BIEN VEILLER A L'ORDRE DES PROGRAMMES (2, 1, puis 3),
- vérifier que le premier magnétophone est toujours en ordre de marche, puis pressez la touche Y et IMMÉDIATEMENT, libérez la Pause du magnétophone (vous avez moins d'une demi-seconde pour ce faire!),
- arrêtez tout quelques secondes après la fin de la sauvegarde rapide.

Cette procédure est la seule que nous pouvons qualifier de véritablement fiable, et ne pose pas de problème notable puisqu'il est généralement facile d'emprunter un second magnétophone à cassette! A ce prix, on disposera d'une cassette capable de renvoyer le curseur K sous vingt secondes seulement après un Load "" du Basic!

Appel du Fast Load à partir du Basic

Jusqu'à maintenant, nous avons utilisé le Fast Load en « mode commande » à l'aide d'un « menu ».

Tout comme des Save et des Load peuvent être insérés dans des programmes Basic, le Fast Load peut être appelé par programme.

Pour sauvegarder trois fois le programme « essai » à la vitesse 9, il faudrait incorporer les lignes Basic suivantes (les numéros de lignes sont indifférents):

10 RAND USR 30460 (en version 16 K),

20 REM S93ESSAI (pas d'espaces dans la REM).

Pour le recharger (en effaçant le programme précédent), il faudrait faire:

50 RAND USR 30460

60 REM L9ESSAI.

Comme en mode commande, il n'est pas utile de préciser la vitesse utilisée à l'enregistrement, celle-ci étant soi-disant « reconnue » par le logiciel. Nous pensons plutôt que les tolérances sont suffisamment larges tout comme en Basic d'ailleurs, puisque nous avons pu constater que le ZX81 rechargeait fort bien des cassettes relues à une vitesse augmentée de 30 % et plus...

Contrairement à certaines affirmations, il ne faut pas, dans les REM, orthographier entièrement les mots Save et Load, mais se limiter aux lettres S et L. Également, il est indispensable que la ligne REM suive immédiatement la ligne RAND USR.

Conclusion

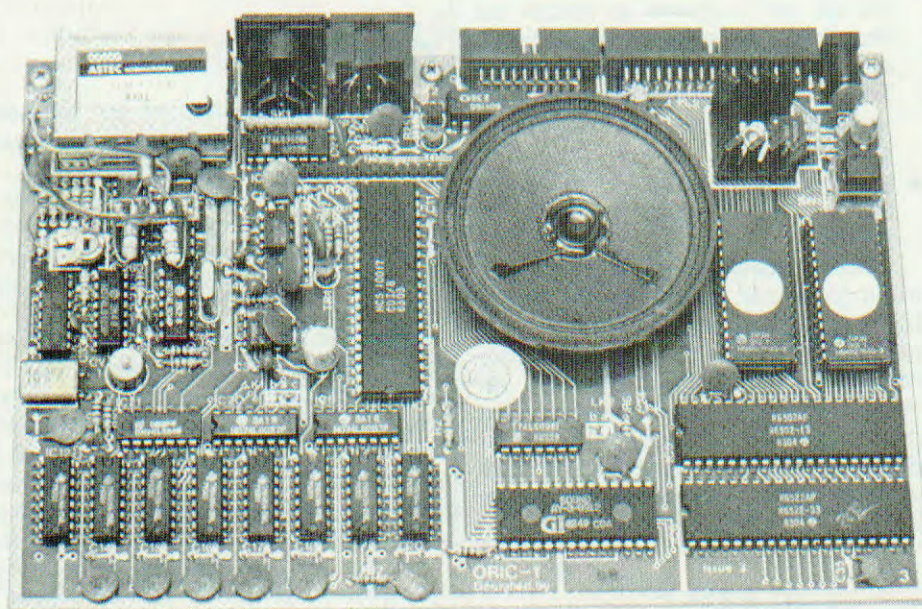
Peut-être avons-nous été un peu long, en tout cas beaucoup plus que l'auteur de la notice d'origine!

A notre avis, ces longueurs sont indispensables pour donner à l'utilisateur du Fast Load Monitor les informations indispensables pour en tirer parti.

Il s'agit en effet d'un logiciel très performant, très utile (il offre au ZX81 des applications inenvisageables autrement), mais assez délicat à utiliser pour la première fois. Comme il exige beaucoup du magnétophone, nous conseillerons tout de même à nos lecteurs de toujours conserver une copie « basse vitesse » de leurs programmes, même s'ils se servent normalement de versions « Fast Load ».

Sound	voie 1, 2, 3 tonalité seule	,	hauteur aigu 0	,	volume 1 faible
	4, 5, 6 tonalité + bruit		aigu 0 grave 4095		1 faible 15 fort 0 enveloppe
Music	voie 1, 2, 3	,	octave 0 à 6	,	note 1 à 12 DO à SI
					volume 1 → 15 0 enveloppe
Play	voie(s) tonalité	,	voie(s) bruit rien	,	enveloppe
	0		rien		1 :
	1		1		2 :
	2		2		3 :
	3		1 + 2		4 :
	4		3		5 :
	5		3 + 1		6 :
	6		3 + 2		7 :
	7		3 + 2 + 1		
					0 : 1 ms
					65535: 17 s

Figure 1 - Les instructions sonores de l'ORIC 1



Sur cette photo de l'intérieur de l'ORIC 1, on reconnaît le circuit spécialisé du synthétiseur (AY-3-8912) non loin du haut-parleur incorporé.

Joli, n'est-ce pas ? En fait, l'ordre PLAY mixe ensemble les trois voies, sur lesquelles trois ordres MUSIC distincts envoient trois notes différentes, mais choisies de façon à créer un accord majeur.

Le générateur de bruit est bien sûr neutralisé, et une enveloppe décroissante très lente est demandée.

Sur le tableau de la figure 1 sont regroupées les données essentielles régissant l'emploi des commandes SOUND, MUSIC et PLAY, dont les quelques exemples ci-dessus devraient avoir un peu démystifié l'usage !

Les raccordements

Le synthétiseur de sons de l'ORIC 1 attaque un haut-parleur incorporé qui ne peut hélas être déconnecté sans procéder à l'ouverture de la machine, donc à la rupture de la bande de garantie.

On peut cependant relier un amplificateur externe à la prise DIN à 7 broches prévue derrière l'ordinateur. Le brochage de cette prise n'est pas standard, ce qui nécessite quelques précautions :

Les deux broches du bas rejoignent le contact du relais de commande du magnétophone, et il n'y a donc pas lieu de s'en préoccuper. Les broches 1 et 3 correspondent respectivement à la sortie et à l'entrée du magnétophone, lequel peut donc être relié au moyen d'un cordon muni de fiches à trois broches. Un cordon 5 broches entraîne des phénomènes très désagréables dès lors qu'une opération CLOAD ou CSAVE est lancée.

On peut (et on doit !) cependant utiliser une fiche à cinq broches pour raccorder un ampli externe. En effet, ce sont les broches 4 et 5 qui reçoivent le son synthétisé ! Il faut donc soit câbler un cordon spécial reliant la broche 4 ou 5 de l'ORIC à l'entrée de l'ampli, soit utiliser un cordon standard à deux fiches cinq broches. Dans ce dernier cas, cependant seul l'un des deux canaux stéréo fonctionnera. Le remède consiste tout simplement à actionner la commande MONO de l'ampli ! Rappelons-nous en effet que si le synthétiseur de l'ORIC dispose bien de trois canaux, il mixe ces trois signaux sur une sortie unique sans pouvoir créer un véritable signal stéréo. Même sans cette facilité, les effets obtenus sont souvent saisissants !

Les multiplicateurs de tension

Bien que l'avènement des semi-conducteurs puis des circuits intégrés ait limité l'emploi des sources de haute tension, il existe encore bien des cas où elles restent nécessaires. Citons par exemple la haute tension des tubes cathodiques, notamment d'oscilloscopes.

De plus en plus souvent les multiplicateurs, qui ne peuvent fonctionner qu'à partir du réseau ou d'une source alternative de fréquence supérieure, se trouvent remplacés par les convertisseurs continu-continu ou par les alimentations à découpage. Nous aurons prochainement l'occasion d'en étudier le fonctionnement dans ces colonnes.

Doubleur de tension symétrique deux alternances

On l'appelle plus généralement doubleur en pont ou doubleur Latour.

La figure 1 représente le schéma de ce montage. Il est composé de deux redresseurs, une alternance, et de deux condensateurs réservoir.

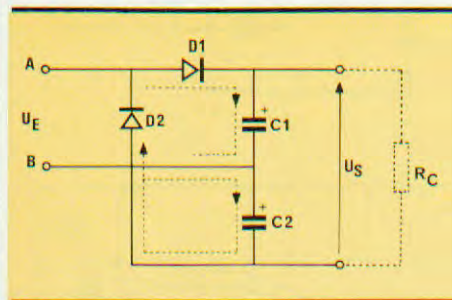


Figure 1 - Montage Latour.

Fonctionnement

Lorsque l'alternance est positive (point A positif), la diode D_1 conduit et le condensateur C_1 se charge. La diode D_2 ne peut conduire, puisque sa cathode est positive. Le condensateur est donc chargé à la valeur crête de l'alternance, c'est-à-dire à $V_{eff} \times \sqrt{2}$ soit pour un secteur de 220 V eff, $V_c \approx 220 \sqrt{2} \approx 311$ V.

À l'alternance suivante (point B positif), D_1 est bloquée, puisque son anode est maintenant négative, et D_2 conduit, C_2 se charge lui aussi à la valeur crête de la tension secteur. Si l'on examine le sens des charges emmagasinées par les deux condensateurs, on constate que les tensions sont bien en série et l'on obtient deux fois la tension crête aux bornes des deux condensateurs en série soit $V_s = 2 V_{crête}$, et pour notre exemple $V_s = 2 \times 220 \sqrt{2} = 622$ V. En

fait, comme il y a une certaine consommation, la tension recueillie sera plus faible.

La figure 2 représente la forme d'onde de la tension de sortie obtenue avec le montage symétrique pour une intensité du courant de sortie de quelques milliampères et une fréquence secteur de 50 Hz.

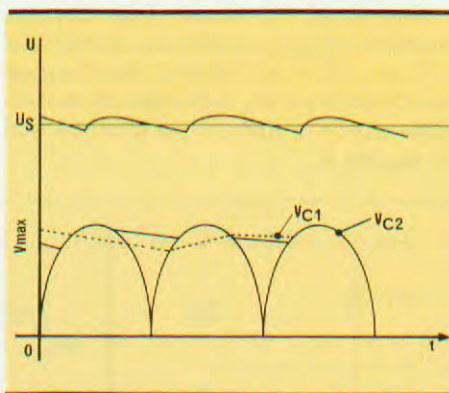


Figure 2 - Forme d'onde du montage Latour.

On remarquera que la tension de sortie n'est pas fixée par rapport au secteur, on a donc ici un montage flottant.

On notera également que la fréquence de la tension d'ondulation résiduelle est égale au double de la fréquence de la tension d'entrée.

Le facteur de forme, qui est le rapport F de la valeur efficace à la valeur moyenne du courant de sortie :

$$(F = \frac{i_{eff}}{I_{moy}})$$

diminue lorsque le débit du doubleur augmente.

Choix des composants

Comme on peut le constater, les redresseurs doivent supporter en polarisation inverse deux fois la tension de crête appliquée à l'entrée. La tension de service des condensateurs est $V_{crête}$.

En charge, le courant débité par les condensateurs réservoir réduit leur tension d'où, une diminution de la tension de sortie. Plus la capacité des condensateurs C_1 et C_2 sera grande, plus la diminution de tension sera faible et mieux la tension redressée sera filtrée. On emploie fréquemment des condensateurs de l'ordre de 1 000 μF et plus. L'encombrement définira bien souvent la valeur.

Doubleur de tension inverse

Le montage est encore appelé doubleur une alternance ou doubleur Schenkel.

La figure 3 représente son schéma de ce montage. Comme le doubleur Latour, ce montage est composé de deux diodes et de deux condensateurs, mais ici les condensateurs ne sont pas en série.

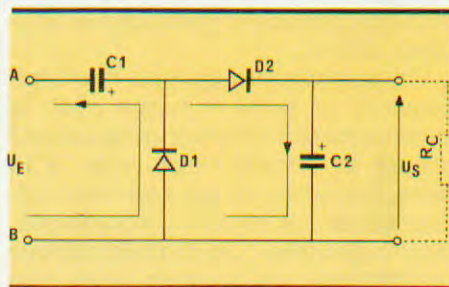


Figure 3 - Montage Schenkel

Fonctionnement

Le fonctionnement est plus facile à expliquer en partant de l'alternance négative.

Pendant celle-ci (point A négatif), D_2 est bloquée, car son anode est négative, mais D_1 conduit et un courant charge C_1 à la valeur crête de la tension du réseau.

Pendant l'alternance positive (point A positif), D_1 ne conduit plus, car son anode est négative, mais D_2 conduit car son anode est portée à un potentiel positif. On remarque sur la figure 3 que cette anode est portée à un potentiel égal à la somme de la tension du réseau et de la charge du condensateur C_1 .

Tout se passe, pour D_2 , comme si la tension du réseau avait doublée. Dès lors, C_2 est chargé à une tension égale à deux fois la tension crête du réseau. Durant la charge de C_2 , le condensateur C_1 perd une partie de sa charge et se recharge à nouveau à la prochaine alternance négative.

La figure 4 représente la forme d'onde de la tension de sortie obtenue avec le montage doubleur de tension une alternance ; pour un courant de sortie de quelques milliampères et une fréquence secteur de 50 Hz.

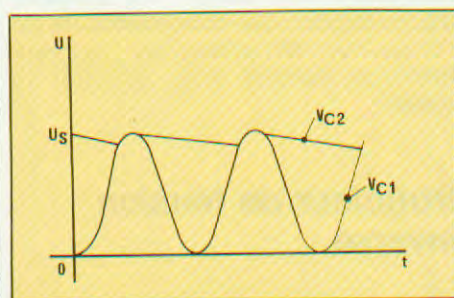


Figure 4 - Forme d'onde du montage Schenkel.

La tension aux bornes de C_2 ne reste pas constante, car le condensateur se décharge dans R_c lorsque le redresseur D_2 ne conduit pas. La fréquence de l'ondulation est celle du secteur, et le facteur de forme du courant d'alimentation est du même ordre de grandeur que pour le doubleur Latour.

On remarquera que ce montage possède un point commun avec le secteur, ce qui oblige à un isolement soigné et interdit toute mise à la terre. Toutefois, on peut fort bien utiliser ce circuit avec un transformateur à l'entrée. Ce transformateur pourra avoir un rapport unité, son rôle étant d'isoler le réseau du châssis.

On notera également que la tension d'ondulation est plus grande que dans le montage symétrique.

Choix des composants

Les diodes doivent supporter ici une tension inverse égale à deux fois la tension crête du secteur. Le condensateur C_2 doit supporter une tension de service égale à deux fois

	LATOUR	SCHENKEL
$V_R \text{ max } D_1$	$2 E \text{ max}$	$2 E \text{ max}$
$V_R \text{ max } D_2$	$2 E \text{ max}$	$2 E \text{ max}$
$V_s \text{ max } C_1$	$E \text{ max}$	$E \text{ max}$
$V_s \text{ max } C_2$	$E \text{ max}$	$E \text{ max}$
$f \text{ d'ondulation}$	$2 \times f \text{ réseau}$	$1 \times f \text{ réseau}$

E = Valeur crête de la tension d'entrée.

la tension crête d'entrée et C_1 une tension de service égale à la tension crête d'entrée. On remarque que le condensateur C_1 est traversé par un courant inverse important, de sorte qu'il risque de chauffer. C'est pratiquement de la qualité de ce condensateur que dépend celle du montage.

Le tableau ci-après donne les tensions maximales des composants suivant le montage utilisé.

Ces circuits sont, généralement, directement branchés sur le secteur sans transformateur.

On peut, à l'aide d'un certain nombre de commutations, passer du 110 au 220 V en faisant fonctionner les doubleurs en redresseurs mono-alternance comme il est indiqué sur la figure 5.

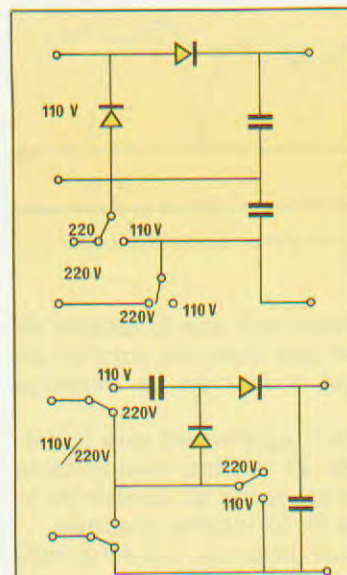


Figure 5 - Exemple de commutation 110/220 V.

Pour les deux montages doubleurs décrits précédemment, la tension de sortie est fonction de :

- 1) L'intensité demandée soit de la résistance de charge R_c .
- 2) La résistance du générateur R_s .
- 3) La valeur des condensateurs.
- 4) La fréquence du réseau. Plus la fréquence du réseau d'alimentation est élevée, plus la tension de sortie sera proche de $2 V_{\text{max}}$. C'est pour-

quoi, dans de nombreux cas et très souvent dans les multiplicateurs de tension, on alimente ceux-ci par un oscillateur haute fréquence (60 kHz).

Le graphique de la figure 6 permet de déterminer ces paramètres en fonction de la tension de sortie demandée. Sur ces courbes, on doit choisir une valeur de $\omega R_c C$ sur la partie en palier, afin d'avoir un fonctionnement sûr.

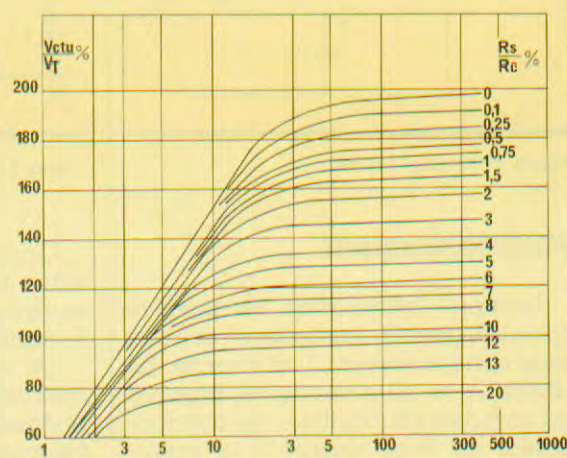
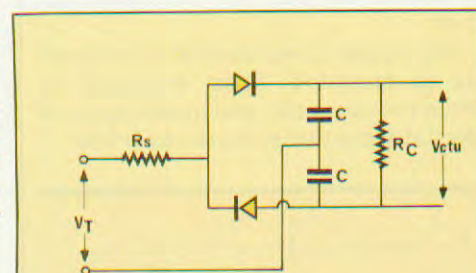


Figure 6 - Rapport de conversion V_{ctu}/V_T % en fonction de $\omega R_c C$ pour les montages doubleurs de tension ($\omega = 2 \pi f$).

Quadrupleurs et multiplicateurs de tension

Nous avons vu que le principe du doubleur de tension consiste à charger séparément chaque condensateur, et à décharger ces condensateurs en série de sorte que la tension d'alimentation obtenue soit la somme des tensions à leurs bornes. Ce principe n'est pas limité

au seul doublage de tension ; il peut s'appliquer à l'obtention de multiples plus élevés de la tension d'une source alternative. Le montage de la figure 7 représente un quadrupleur.

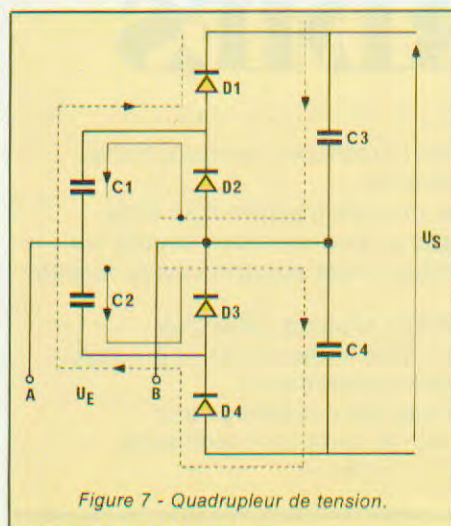


Figure 7 - Quadrupleur de tension.

Principe de fonctionnement

a) Lorsque B est à l'alternance positive, la diode D₂ est conductrice et C₁ se charge à V_{crête}. D₃ est bloquée.

b) A l'alternance suivante, B est négatif et A est positif. La diode D₃ devient alors conductrice et C₂ se charge également à V_{crête}.

c) Lorsque B redevient positif (C₁ déjà chargé à V_{crête}), le courant passe par C₄, D₄ et C₂ pour faire retour à la borne A. La tension de la source charge C₄, mais C₂ est chargé dans le même sens à V_{crête}, de sorte que la tension sous laquelle sera chargé C₄ soit la somme de ces deux tensions (V_{source} × V_{crête}) soit à 2 V_{crête}.

d) Lorsque A redevient positif (C₂ déjà chargé à V_{crête}), il existe pour le courant un autre passage à travers C₁, D₁ et C₃ pour faire retour à la borne B. La tension de crête est évidemment toujours égale à V_{crête} de la source, mais C₁ est chargé dans le même sens à V_{crête}, de sorte que la tension sous laquelle sera chargé C₃ soit la somme de ces deux tensions, soit à 2 V_{crête}.

La tension de sortie totale sera la somme des tensions aux bornes de C₃ et de C₄ soit quatre fois la tension de crête de la source.

Dans ce montage, chaque diode doit supporter une tension inverse, égale à deux fois la tension crête du secteur. C₁ et C₂ doivent avoir une tension de service égale à la tension crête du secteur, C₃ et C₄ deux fois cette tension. Comme dans le cas des doubleurs de tension, la tension de sortie diminue lorsque le redres-

seur débite, et cette chute dépend de la valeur des condensateurs employés.

La figure 8 représente un quadrupleur de tension constitué par l'association de deux doubleurs Schenkel.

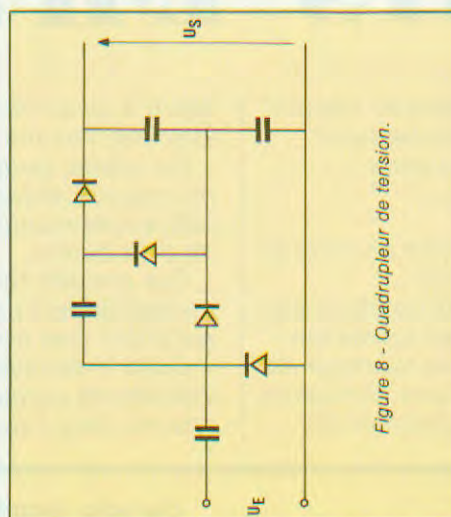


Figure 8 - Quadrupleur de tension.

Montage Greinacher

La figure 9 représente ce montage qui est constitué par une suite de doubleurs Schenkel en série configuration encore appelée multiplicateur en échelle. Dans notre exemple, le circuit est constitué par trois doubleurs, on obtient donc une tension totale de six fois la tension crête d'entrée.

Par son principe de fonctionnement (voir fonctionnement de doubleur Schenkel), C₁ sera chargé à V_{crête} et les autres condensateurs à 2 V_{crête}. On peut ainsi obtenir tous les multiples entiers de V_{crête}, soient : 1 V_{crête} aux bornes de C₁, 2 V_{crête} aux bornes de C₄, 3 V_{crête} aux bornes de C₁ + C₂, etc...

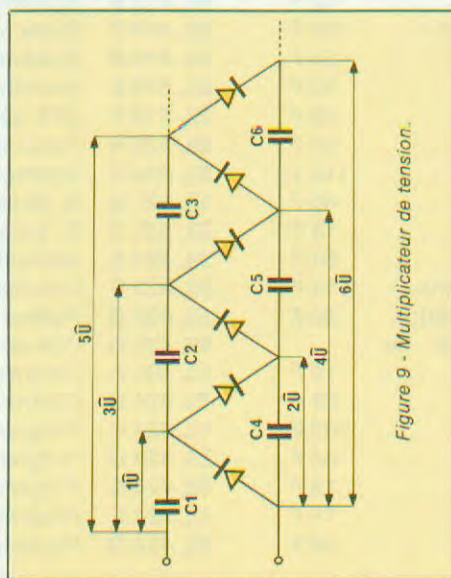


Figure 9 - Multiplicateur de tension.

La figure 10 montre l'association de deux quadrupleurs montés en série. On pourra s'exercer à suivre les voies par lesquelles sont chargés les divers condensateurs, et sous quelles tensions. Le condensateur C₉ est un condensateur d'arrêt permettant à la ligne d'alimenter les deux quadrupleurs en parallèle sans court-circuiter la tension continue. Il faut que sa capacité soit suffisamment grande pour que sa réactance soit négligeable par rapport à la résistance de la charge. La tension de sortie sera évidemment égale à 8 V_{crête}.

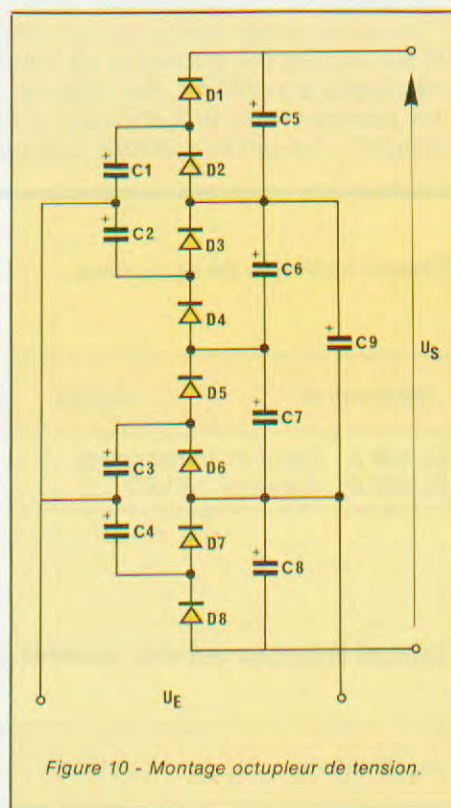


Figure 10 - Montage octupleur de tension.

Application des multiplicateurs de tension

On utilise généralement les multiplicateurs de tension à chaque fois que l'on a besoin d'une haute tension sous un faible débit de courant. On trouvera ceux-ci dans presque tous les oscilloscopes, afin d'obtenir la haute tension nécessaire pour alimenter le tube à faisceau cathodique et dans quelques téléviseurs, mais bien souvent, ceux-ci sont précédés d'un dispositif de changement de fréquence afin de pouvoir diminuer la valeur des condensateurs, donc l'encombrement et d'en améliorer le rendement.

• Nouveautés mesure •

Fréquencemètres 650 MHz GSC 6000 & GSC 6500

En complément de la gamme des fréquencemètres et fréquencemètres/compteurs universels, destinés au laboratoire comme à la maintenance sur site, GRADCO FRANCE présente les tout nouveaux modèles GSC 6000 et 6500 de GLOBAL SPECIALTIES CORPORATION.

D'un excellent rapport qualité/prix, tous deux permettent la mesure des fréquences de 5 Hz à 650 MHz avec une résolution maximum de 1/10 Hz.

Les commandes par touches, complétées de diodes-témoin, ainsi que les entrées sont toutes rassemblées en façade pour une accessibilité optimum.

Le seuil de mesure commutable de 0,1 - 1 et 10 secondes assure une résolution de respectivement 10 - 1 et 1/10 Hz.

La présentation du résultat s'effectue sur un afficheur à 8 chiffres de grande dimension, muni d'un filtre de contraste pour une meilleure lisibilité en lumière ambiante.

Un pied escamotable complète les appareils pour faciliter l'utilisation en laboratoire.

Le modèle de base, GSC 6000, est équipé d'un quartz de 3,579545 MHz compensé en température et le modèle GSC 6500, d'un quartz thermostaté de 10 MHz.

Les fréquencemètres GSC modèles 6000 et 6500, présentent un encombrement de 76 x 254 x 178 mm pour un poids d'environ 1,6 kg.



Fréquencemètre-Compteur GSC 5000

Le tout nouveau GSC 5000 est le premier instrument portatif, alimenté sur piles, rassemblant dans un boîtier de faible dimension :

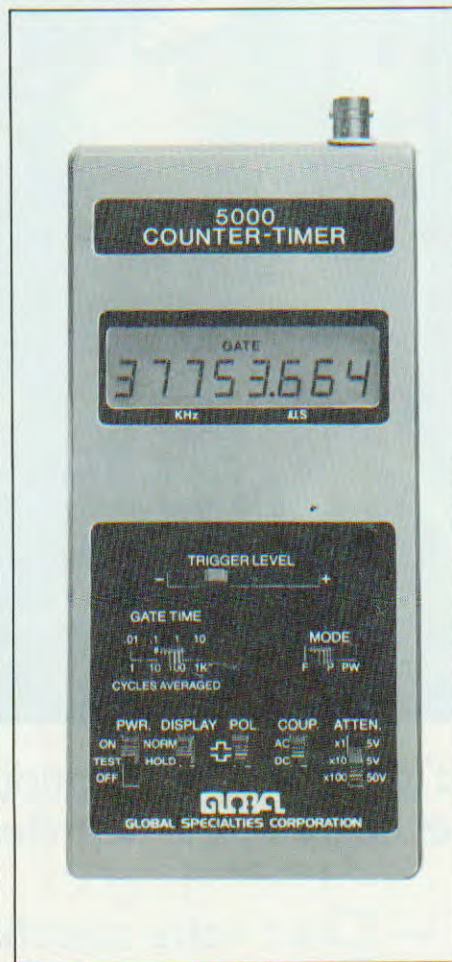
— Un fréquencemètre couvrant une gamme de 0,1 Hz à 50 MHz avec seuils commutables de 0,01 - 0,1 - 1 et 10 secondes.

— Un périodimètre capable de mesurer des périodes de 25 ns à 10 s sur un seul cycle comme d'effectuer un moyennage sur 1 - 10 - 100 ou 1 000 événements.

— Un intervallo-mètre pour une mesure de la largeur d'impulsion de 25 ns à 10 s, avec un sélecteur de la polarité haute ou basse de la portion du signal à mesurer.

L'entrée du signal s'effectue sur un connecteur BNC sous une impédance de 1 M Ω /25 pF.

La présentation de la mesure est faite sur un afficheur à cristaux liquides à 8 chiffres. Des diodes témoin indiquent les conditions de dépassement, d'ouverture de porte et de batterie usée.



Un commutateur permet de figer l'affichage indéfiniment et un circuit de remise à zéro supprime tout risque de mesure partielle entre chaque cycle. Pour une plus grande sécurité de fonctionnement, un circuit de test automatique est également incorporé.

Toutes les commandes du GSC 5000 sont rassemblées en façade de l'instrument et comportent : des sélecteurs de mode de fonctionnement, de polarité, de couplage AC et DC, d'atténuation x1 - x10 - x100, de seuil, et de moyennage, ainsi qu'un vernier de réglage du seuil de déclenchement.

Le GSC 5000 est alimenté par 6 piles alcalines ou batteries Ni-cd et divers accessoires dont un adaptateur secteur, une antenne de mesure par rayonnement ainsi qu'un étui en cuir sont offerts en option.

D'encombrement réduit, 193 x 95 x 44 mm, le GSC 5000 pèse 395 g.

Multiplexeur 8 canaux GSC 8001

Fonctionnant sur le même principe qu'un analyseur logique sans mémoire, le GSC 8001 permet l'examen simultané de jusqu'à 8 signaux logiques et/ou analogiques, synchrones.

Les entrées se font sur 8 connecteurs BNC, sous une tension continue comprise entre - 5 V et + 5 V (10 V crête à crête) — bande passante de 0 à 12 MHz (± 1 dB), 0 à 20 MHz (± 3 dB) — impédance 1 M Ω .

Un commutateur permet la sélection du nombre de traces qui doivent être suivies. Celles-ci sont balayées séquentiellement selon un taux de répétition variable de 40 kHz à 1 MHz, commandé par un vernier en façade de l'instrument, et comparées à une forme d'onde en escalier, générée intérieurement par l'appareil.

Le signal composite obtenu est délivré sur la sortie verticale BNC, également située en façade, sous

• Nouveautés mesure •

une tension variable de 0 à 400 mV, réglée par un vernier.

La synchronisation de l'affichage est assurée par une liaison avec le circuit de déclenchement de l'oscilloscope. La polarité, le niveau $\pm 2,4$ V en circuit ouvert, la durée des impulsions de 0,1 μ s ou de 1 μ s, sont réglables. La fréquence de déclenchement maximum étant de 10 MHz.

De plus une commande permet le passage du mode balayage en continu de chacune des voies à un mode manuel, permettant l'affichage de chacune d'entre elles individuellement.

Le GSC 8001 convient particulièrement bien à tous les stades de la conception, du test et de la maintenance des systèmes analogiques et digitaux.



Il trouve toute son efficacité dans l'étude des systèmes à base de microprocesseurs, le suivi des convertisseurs analogiques — numériques, le contrôle des circuits multi-canaux de toutes sortes ...

D'autres applications comprennent le suivi des lignes de transmission, sorties de compteurs digitaux, signaux de T.V., bus 8 bits de microprocesseurs, ...

Le GSC 8001 est fourni complet avec deux connexions BNC-BNC et mode d'emploi en français.

Son encombrement et son poids sont de respectivement : 102 x 254 x 178 mm - 300 g.

PHILIPS : extension de la gamme des alimentations à découpage

Trois nouveaux modèles, au format européen 6 U, offrent une puissance nominale de 300 watts, pour un fonctionnement à 55°C en convection naturelle. Tous sont à sortie simple :

- PE 1129 : 5 V/60 A
- PE 1130 : 12-15 V/25 A
- PE 1131 : 24 V/15 A

Avec une ventilation forcée, la puissance peut atteindre 450 watts à 40°C de température ambiante. Pour des puissances supérieures, il est possible d'effectuer des groupements en série ou en parallèle.

Voici les caractéristiques principales de ces matériels :

- ondulation résiduelle inférieure à 50 mVcc,
- régulation meilleure que 0,1 % pour des variations du secteur de ± 10 %,
- régulation meilleure que 0,2 % lorsque la charge varie de 0 à 100 %.

- rendement de 75 à 85 %,
- alimentation sous 110 ou 220 volts alternatifs.

Philips - 50, avenue Montaigne - 75380 Paris Cedex 08 - Tél. : 256.88.00.

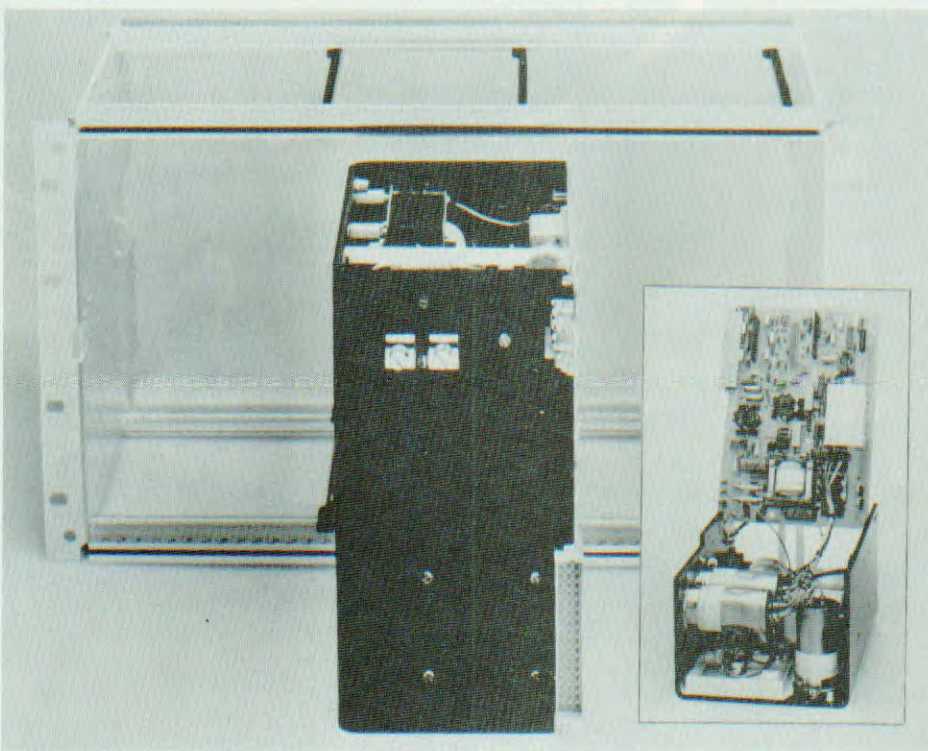
Un gaussmètre portable

Techniques Industrielles et Informatiques (T2I) commercialise un nouveau gaussmètre, référencé 902. De faibles dimensions (146 x 91 x 42 mm), cet appareil offre une gamme très étendue de mesure des champs magnétiques : de 20 gauss à 20 000 gauss à pleine échelle.

La lecture s'effectue sur un afficheur à cristaux liquides de 3 1/2 digits.

En option, T2I propose un aimant de référence, une chambre de zéro, des sondes, et une housse de protection.

Techniques Industrielles et Informatiques - 37 bis, rue de la Marie - Villejust - 91120 Palaiseau - Tél. : (6) 014.03.44.



Nouvelle série d'alimentations au format européen 6 U Philips.

• Nouveautés μ informatique •

Micro Expo 1983

Le huitième congrès-exposition Microordinateurs a connu, du 14 au 18 juin derniers, un grand succès, puisque le nombre des visiteurs (31 500) est en augmentation de 25 % par rapport à 1982. Par ailleurs, 198 exposants (+ 45 %) représentaient plus de 300 marques.

Si les cadres et les ingénieurs constituent toujours la partie la plus importante des visiteurs (46 %), il faut noter aussi l'intérêt des étudiants (16,3 %) et des professions libérales (13 %).

On pouvait remarquer la multiplication des appareils portatifs (OS-

BORNE, KAYPRO, HYPERION...) et portables (TEXAS INSTRUMENTS CC.40, TANDY TRS 80, EPSON HMX 20...). Des microordinateurs familiaux faisaient leur apparition, notamment le ZX SPECTRUM et l'ORIC 1.

Rappelons que Micro-Expo 1984 se tiendra du 22 au 26 mai.

Sur la photographie jointe, on reconnaît, de gauche à droite : J.-P. Appert, gérant de Sybex France ; J.-C. Hirel, directeur de la DIELI (Direction des Industries Electroniques et de l'Informatique) ; Rodney Zaks, président de Sybex.



SORD : extension de la gamme M 23

GEPSI, distributeur SORD, annonce une extension de sa gamme M 23, avec le modèle M 23 MARX X. Cet appareil, vendu 57 500 F HT, comporte :

- 1 disque Winchester 5 pouces, de 7,5 M.octets,
- 1 disquette 5 pouces, de 1,2 M.octets.

Rappelons que la gamme SORD M 23 comporte déjà quatre autres modèles :

- M 23 MARK I, avec 2 disquettes 3,5 pouces de 290 K.octets,
- M 23 MARK III, avec 2 disquettes 5 pouces de 350 K.octets,
- M 23 MARK IV, avec 2 disquettes 5 pouces de 1 M.octets,
- M 23 MARK V, avec 2 disquettes 8 pouces de 1 M.octet.

TEXAS INSTRUMENTS : un nouvel ordinateur compact

L'ordinateur CC.40, léger (600 g) et de faibles dimensions (240 x 145 x 25 mm), s'alimente sur des piles qui lui donnent une autonomie de 200 heures. Le contenu de la mémoire est sauvegardé même lorsqu'on éteint l'appareil. L'affichage s'effectue sur une ligne de 31 caractères alphanumériques, et on dispose de deux claviers : l'un de type machine à écrire (QWERTY), l'autre numérique.



Voici les principales caractéristiques de cet appareil :

- ROM interne : 34 K octets, extensible à 128 K octets,
- RAM interne : 6 K octets, extensible à 18 K octets,
- langage : Basic étendu et assembleur.

On dispose en outre des périphériques suivants :

- imprimante traceur de courbes en 4 couleurs,
- unité d'enregistrement et de lecture de cartouches magnétiques,
- logiciels sous forme de modules enfichables préprogrammés, à alimentation permanente par pile intégrée.

Le CC.40 est proposé au prix de 2 700 F environ.

• Nouveautés ORIC •

ASN Diffusion annonce la commercialisation d'un codeur Secam pour ORIC

La Société ASN Diffusion commercialise pour l'ORIC-1 un codeur SECAM qui permet le branchement de l'ORIC-1 sur tout téléviseur couleur français, en restituant bien entendu les couleurs.

Ce codeur couleur développé en exclusivité pour ASN Diffusion par A.G.B. (Société française leader dans la conception d'interfaces pour micro-ordinateurs) reprend les principes fondamentaux du procédé SECAM, à savoir transmission consécutive des signaux B-Y et R-Y chacun pendant une ligne, ceci pour éviter les distorsions qu'entraîne leur mélange dans une transmission simultanée telle que celle du système PAL. On perd ainsi un peu en définition verticale des couleurs, mais le faible pouvoir séparateur de l'œil pour les couleurs fait que cela passe inaperçu.

Prix public : 490 F TTC.

Nouveaux logiciels pour ORIC-1

Le Poker

Le jeu se passe entre l'ORIC et le joueur, autrement dit l'homme contre la machine.

5 cartes retournées s'affichent à l'écran, il faut tout d'abord miser (au départ le crédit du joueur est de 20) puis donner. Les 5 cartes visualisées à l'écran se dévoilent.

Y a-t-il une paire habillée 1 point, une suite 5 points ou rien du tout. Une deuxième distribution : Full : 10 points. Oui. Quitte ou double ?

Le Poker : 45 F prix de vente public TTC.

L'ORIC Mind

L'ordinateur a caché 5 boules colorées et vous devez exactement deviner les couleurs et leur position à partir des informations données.

Vous avez droit à 10 essais et pour chacun l'ORIC vous distribuera : un pion noir pour chaque boule de la bonne couleur et à la bonne position, un pion blanc pour chaque boule de la bonne couleur mais mal positionnée.

Les 5 couleurs admises (bleu, blanc, rouge, violet, vert) peuvent être utilisées plusieurs fois dans un même jeu.

L'ORIC Mind : 45 F prix de vente public TTC.

Le calcul mental

Des additions, soustractions, multiplications et divisions vous sont proposées une fois que vous avez choisi votre niveau en calcul mental. A chaque erreur, un bruit de fusil vous informe de votre échec. Voilà un jeu très éducatif pour les enfants et pourquoi pas amusant pour les parents. A la fin de chaque série d'opérations, votre note sur 20 s'affiche à l'écran.

Prix calcul mental : 60 F TTC.

Zig Zag sur ORIC

Une cour de prison, un prisonnier, des gardiens, des croix qui symbolisent des malus, des pommes qu'il faut croquer représentent des bonus : le tableau de zig zag est dressé.

Zig zag se joue de 1 à 4 joueurs et suivant 4 critères de force : débutant, amateur, champion, fou de génie.

Pour passer la porte de la prison, il s'agit de comptabiliser 200 points de bonus ; mais attention, interdiction de revenir sur ses pas, de s'arrêter trop longtemps ou de rester trop longtemps sans croquer de pommes sous peine d'élimination pure et simple.

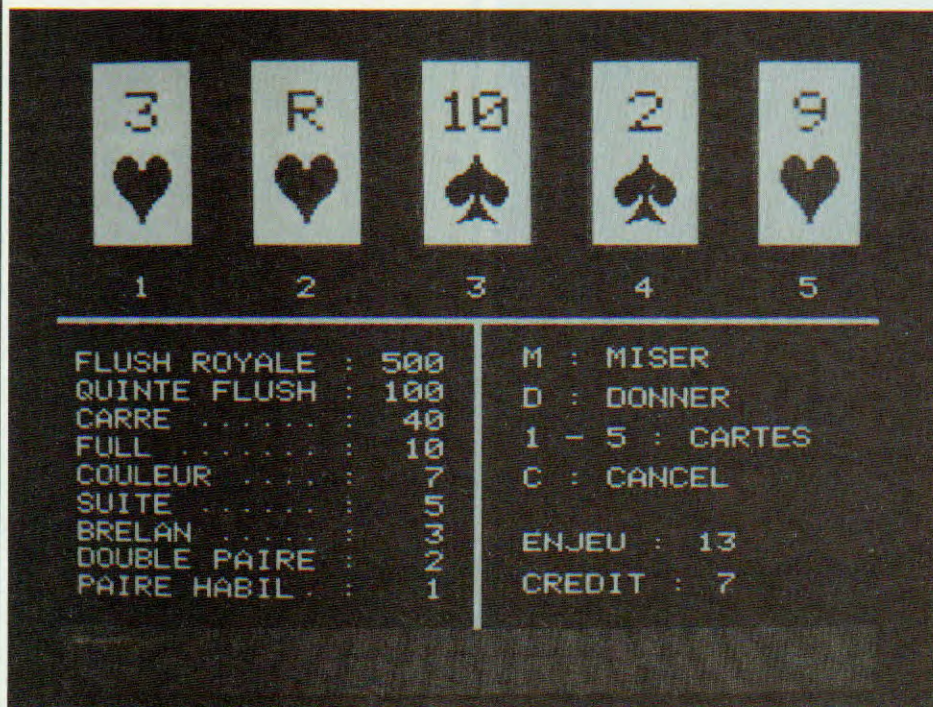
Prix : 70 F TTC.

Le simulateur de vol

En fait, l'expression plus exacte serait simulateur d'atterrissage. Vous voilà aux commandes d'un 787 qu'il va falloir faire atterrir dans les meilleures conditions.

Attachez vos ceintures. Eteignez vos cigarettes. Préparez vous à atterrir. Attention à l'altitude, à la poussée, aux vents contraires et surveillez votre carburant. Si vous mettez trop longtemps à atterrir votre avion va s'écraser.

Prix simulateur de vol : 45 F TTC.

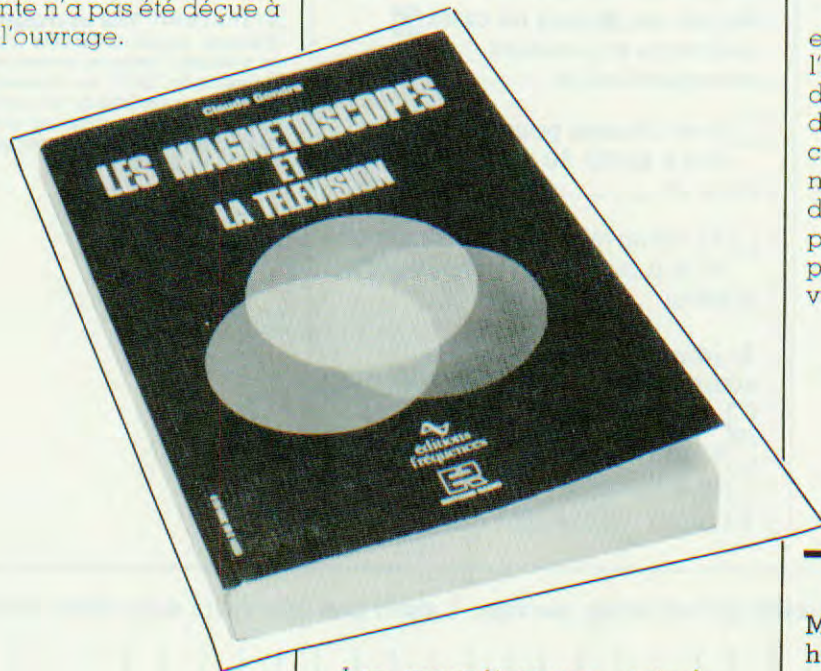


Poker sur Oric

Bibliographie

Claude GENDRE : « Les magnétoscopes et la télévision », 256 pages format 23,9 × 16,5 cm avec illustrations noir et blanc et quadrichromie. Couverture simple. Editions Fréquences. Prix 145 Francs.

S'il existe à présent quelques ouvrages consacrés au magnétoscope et, plus rares, des livres qui traitent de la télévision — nous pensons en particulier au « Nouveau Guide de la télévision en couleurs » publié sous l'égide du SCART aux éditions Chiron et dont nous attendons avec impatience la sortie du troisième tome, qui devrait avoir pour thème les périphériques du téléviseur — il n'était pas apparu de traités couvrant à la fois ces deux domaines complémentaires. C'est chose faite à présent avec cet ouvrage de **Claude Gendre**, un praticien de longue date des techniques audio-visuelles et chargé de cours dans cette spécialité dans un des IUT de l'Université de Paris. Cette dernière activité s'avère être, sur le plan pédagogique, un heureux présage quant à l'aspect didactique du livre qu'il nous a fait parvenir et nous devons bien dire que cette attente n'a pas été déçue à la lecture de l'ouvrage.



En exergue à ses écrits, l'auteur cite **Auguste Comte** : « On ne connaît pas complètement une science tant qu'on n'en sait pas l'histoire... » ce qui l'entraîne d'entrée à nous narrer la petite histoire de la télévision avant d'en aborder les principes avec la télévision noir et blanc puis en couleur. Les caméras de prise de vues électroniques (mono, bi et tritubes) sont ensuite examinées quant à leurs principes et fonctionnement ; cette partie ayant trait à la télévision est relativement

importante puisqu'elle concerne les 77 premières pages de l'ouvrage.

Commence alors la section réservée aux magnétoscopes, qui elle aussi débute par un historique d'une quinzaine de pages avec quelques paragraphes sur les travaux précurseurs du siècle dernier. Bien entendu, les magnétoscopes professionnels, et en particulier l'Ampex VR 1000 (et non VR 100), sont mis en vedette puisque c'est avec eux que naquit la technologie des têtes tournantes appliquée, par la suite, aux magnétoscopes « grand-public » dont il sera question plus loin, quand les magnétoscopes de notre époque seront étudiés. Mais avant cela, Claude Gendre nous aura exposé en quoi consiste une bande magnétique vidéo et les différents procédés de fabrication de ce support de l'image et du son.

Les magnétoscopes actuels — ceux qui n'ont eu qu'une vie éphémère et ceux qui ont encore un bel avenir devant eux — avec leurs particularités et standards spécifiques sont largement développés, au travers des principes de l'enregistrement et de la reproduction des signaux vidéo-fréquence.

Enfin le choix d'un magnétoscope, la duplication des vidéo-cassettes et le rôle et l'emploi des accessoires complètent cet ouvrage. Ces pages, qui comportent nombre de renseignements sur les prises et connexions, le nettoyage et l'entre-

tien et même des conseils pour les prises de vues ne manquent pas d'intérêt et apporteront bien des éclaircissements aux amateurs débutants.

Un chapitre à part traite des vidéo-disques ainsi que des nouveautés de dernière heure (Compact JVC et mini V 2000 de Grundig par exemple).

Des renseignements utiles tels une bibliographie concernant tant la télévision et l'enregistrement des images que la prise de vue et la réalisation (avec des références précises), une liste des revues spécialisées (avec adresse et même le numéro de téléphone) ainsi qu'un répertoire de constructeurs-importateurs et de sociétés de location de matériel permettront d'élargir le contenu du livre à plus de pratique.

L'insertion d'un cahier de 8 pages en quadrichromie dans le corps de l'ouvrage et in-extremis entraîne un décalage de 8 pages entre la table des matières imprimée et la réalité, ce qui n'a rien enlevé à l'intérêt que nous avons pris à lire ce livre, clair, d'un abord facile et ne nécessitant pas de connaissances spéciales pour être à même de suivre ses développements et explications.

Ch. PANNEL

La bibliographie du livre de M. Delaleu: « Optimisation des haut-parleurs et enceintes acoustiques » nous a valu une réponse de l'auteur et de son éditeur.

Les impératifs de dates de fabrication et de sortie que nous tenons toujours à respecter nous amènent à reporter la publication de ces lettres au numéro de septembre.